

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-107684  
 (43)Date of publication of application : 22.04.1997

(51)Int.CI. H02M 7/538  
 G05F 1/56  
 H01L 41/107  
 H02M 3/24  
 H02M 7/48  
 H05B 41/02  
 H05B 41/29

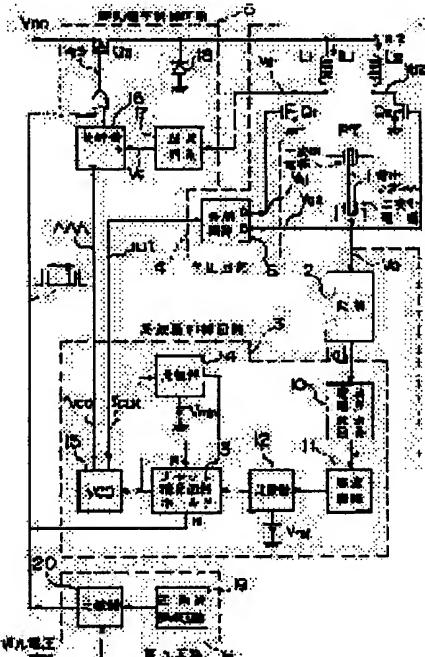
(21)Application number : 07-264081 (71)Applicant : NEC CORP  
 (22)Date of filing : 12.10.1995 (72)Inventor : SHIMAYAMA KOHEI

## (54) DRIVE CIRCUIT FOR PIEZOELECTRIC TRANSFORMER

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To realize a drive circuit which can be operated with high efficiency in a wide input-voltage range and which is small and thin in the drive circuit for a piezoelectric transformer.

**SOLUTION:** A drive circuit is constituted of a piezoelectric transformer 1, of a step-up circuit 4 which generates an AC voltage to drive the transformer, of a frequency control circuit 3 which controls the step-up ratio of the piezoelectric transformer 1, of a driving voltage control circuit 5 by which the driving voltage of the piezoelectric transformer 1 is controlled to a prescribed value and of a dimming circuit 6.



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-107684

(43)公開日 平成9年(1997)4月22日

(51)Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 02 M 7/538		9181-5H	H 02 M 7/538	Z
G 05 F 1/56	310		G 05 F 1/56	310G
H 01 L 41/107			H 02 M 3/24	H
H 02 M 3/24		9181-5H	7/48	E
7/48			H 05 B 41/02	Z
			審査請求 有 請求項の数13 OL (全21頁) 最終頁に続く	

(21)出願番号 特願平7-264081

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(22)出願日 平成7年(1995)10月12日

(72)発明者 篠山 康平

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

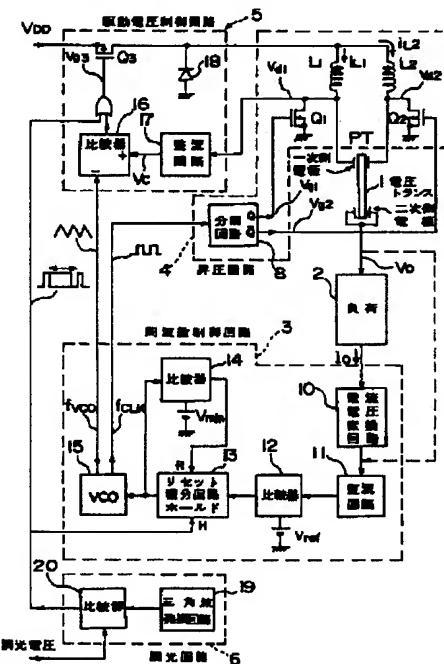
(74)代理人 弁理士 京本 直樹 (外2名)

(54)【発明の名称】 壓電トランス駆動回路

(57)【要約】

【課題】 壓電トランスの駆動回路において広い入力電圧範囲で高い効率で動作可能でしかも小型、薄型の駆動回路を実現する。

【解決手段】 壓電トランス1と、これを駆動する交流電圧を発生する昇圧回路4と、圧電トランス1の昇圧比を制御する周波数制御回路3と、圧電トランス1の駆動電圧を所定値に制御する駆動電圧制御回路5と、調光回路6から構成される。



1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 圧電効果を利用して、一次側から入力した交流電圧を二次側に出力する圧電トランスと、前記圧電トランスの一次側電極の一方の電極に接続された第一のコイルと第一のトランジスタと、前記圧電トランスの他方の一次側電極に片側を接続した第二のコイルと第二のトランジスタと、これら第一、第二のトランジスタを交互に駆動する分周回路から構成された昇圧手段と、前記第一及び第二のコイルの他方に、電源に接続された第三のトランジスタと電流保持手段をそれぞれ接続し、前記第一または第二のトランジスタのオン時間内でデューティ比を可変した信号で前記第三のトランジスタをオン、オフすることによって、前記圧電トランスの駆動電圧を所定の電圧に制御する駆動電圧制御手段と、前記第一及び第二のトランジスタの駆動周波数を変化させて前記圧電トランスの二次電極から所定の出力電流または出力電圧が得られるよう、前記圧電トランスの昇圧比を制御する周波数制御手段から構成されることを特徴とする圧電トランス駆動回路。

【請求項2】 前記電流保持手段がダイオードによって構成されることを特徴とする請求項1記載の圧電トランス駆動回路。

【請求項3】 前記電流保持手段がトランジスタによって構成され、前記第三のトランジスタと排他的にスイッチングすることを特徴とする請求項1記載の圧電トランス駆動回路。

【請求項4】 第三のトランジスタを時分割にオフすることによって、前記圧電トランスの入力電圧を停止させ、前記圧電トランスに接続された負荷に供給する交流電流または交流電圧の実効値を可変することを特徴とする請求項1記載の圧電トランス駆動回路。

【請求項5】 圧電効果を利用して、一次側から入力した交流電圧を二次側に出力する圧電トランスと、前記圧電トランスの一次側電極の一方の電極に二次側端子を接続し中間端子を第一のトランジスタに接続した第一のオートトランスと、前記圧電トランスの他方の一次側電極に二次側端子を接続し中間端子を第二のトランジスタに接続した第二のオートトランスと、

これら第一、第二のトランジスタを交互に駆動する分周回路から構成された昇圧手段と、

前記第一及び第二のオートトランスの一次側端子に、電源に接続された第三のトランジスタと電流保持手段をそれぞれ接続し、

前記第一または第二のトランジスタのオン時間内でデューティ比を可変した信号で前記第三のトランジスタをオン、オフすることによって前記圧電トランスの駆動電圧を所定の電圧に制御する駆動電圧制御手段と、

前記第一及び第二のトランジスタの駆動周波数を変化さ

せて前記圧電トランスの二次電極から所定の出力電流または出力電圧が得られるよう、前記圧電トランスの昇圧比を制御する周波数制御手段から構成されることを特徴とする圧電トランス駆動回路。

【請求項6】 前記電流保持手段がダイオードによって構成されることを特徴とする請求項5記載の圧電トランス駆動回路。

【請求項7】 前記電流保持手段がトランジスタによって構成され、前記第三のトランジスタと排他的にスイッチングすることを特徴とする請求項5記載の圧電トランス駆動回路。

【請求項8】 第三のトランジスタを時分割にオフすることによって、前記圧電トランスの入力電圧を停止させ、前記圧電トランスに接続された負荷に供給する交流電流または交流電圧の実効値を可変することを特徴とする請求項5記載の圧電トランス駆動回路。

【請求項9】 圧電効果を利用して、一次側から入力した交流電圧を二次側に出力する圧電トランスと、前記圧電トランスの1駆動周期内に第一のトランジスタ

20 をオンして電源から電流エネルギーを入力し、前記第一のトランジスタをオフして前記圧電トランス一次側に電圧エネルギーとして出力するコイルとを有した昇圧手段と、前記コイルの他方に接続された電流保持手段と第二のトランジスタとを有し、前記圧電トランスの1駆動周期内において、前記コイルの片側に接続された前記第一のトランジスタがオンする時間内で、前記第二のトランジスタをオン、オフして前記コイルに流れる電流を保持する電流保持手段が動作するデューティ比を変化させて前記圧電トランスの駆動電圧を所定の電圧に制御する駆動電圧制御手段と、

前記昇圧手段の駆動周波数を変化させて前記圧電トランスの二次電極から所定の出力電流または出力電圧が得られるよう、前記圧電トランスの昇圧比を制御する周波数制御手段を含むことを特徴とする圧電トランス駆動回路。

【請求項10】 前記コイルに磁気的に結合した二次側コイルによって、前記コイルから昇圧した電圧を前記圧電トランスに印加することを特徴とする請求項9記載の圧電トランス駆動回路。

【請求項11】 前記電流保持手段がダイオードによって構成されることを特徴とする請求項9または10記載の圧電トランス駆動回路。

【請求項12】 前記電流保持手段が第三のトランジスタによって構成され、前記第二のトランジスタと排他的にスイッチングすることを特徴とする請求項9または10記載の圧電トランス駆動回路。

【請求項13】 前記第二のトランジスタを時分割にオフすることによって、前記圧電トランスの入力電圧を停止させ圧電トランスに接続された負荷に供給する交流電圧または交流電流の実効値を可変することを特徴とする

3

請求項9または10記載の圧電トランスマント駆動回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は圧電トランスマント素子を用いて電圧の変換を行う為の圧電トランスマント駆動回路に関する、特に入力電圧が広い範囲で変動した場合でも、効率の高い動作を行うことが可能な圧電トランスマント駆動回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】一般に圧電トランスマントは圧電素子のピエゾ効果を利用して機械振動を発生させ、二次側電極側から変換された電圧を取り出す電圧変換素子である。これは電磁トランスマントと比較して小型化や薄型化を図れる特徴があり、冷陰極管を点灯させるインバータとして利用したり、高圧電源として注目されている素子である。

【0003】本発明はこの圧電トランスマントの駆動回路に関するものであり、直流電源を交流の高電圧に変換するインバータや、直流の高電圧に変換するDC/DCコンバータとして構成する際に用いるものである。例えば、9.4インチ用のカラー液晶用のバックライトに使用する場合では入力電圧として5[V]から20[V]の直流電圧をインバータに入力して、負荷となる管長220mm管径3mmの冷陰極管に対して管電圧が約500[Vrms]、管電流が約5[mA rms]、周波数100[kHz]程度の交流に変換して供給する必要がある。また、レーザプリンタの静電気発生用の電源では、24[V]程度の直流電源から、約1[kV]から5[kV]程度の直流電圧を得る必要がある。

【0004】この種の圧電トランスマントの駆動回路において公知なものとしては、本願発明者による特願平7-69207としてその技術が開示されている。図10がそのブロック図で、圧電トランスマント1と、これを交流電圧で駆動する昇圧回路4と、圧電トランスマント1を共振周波数付近で駆動して一定の出力に制御する為の周波数制御回路3から構成され、直流入力電圧VDDを印加して負荷2に交流電圧V0[Vrms]を出力するインバータである。圧電トランスマント1の一次側電極に共振周波数である正弦波の駆動電圧を加えると圧電トランスマント1が機械的な振動を始める。圧電トランスマント1はその形状で定まる昇圧比を有しており、二次側電極から昇圧比だけ高くなった交流電圧として取り出すことが出来る素子である。

【0005】図14に圧電トランスマント1と、これに交流電圧を加える昇圧回路4、負荷2による電気等価回路の例を示す。圧電トランスマント1は一次側電極から入力した駆動電圧をLCRの等価回路による共振回路と理想トランスマントTによってAvの昇圧比を持ち、二次側電極に昇圧した電圧を出力することが出来る。圧電トランスマント1を共振周波数以外の成分で駆動した場合には、圧電トランスマント1が寄生振動を発生するが、二次側では共振周波数成分しか取り出すことが出来ずエネルギーの損失となって、圧電ト

4

ランスマント1の効率を低下させることになる。従って、共振周波数以外の成分を含まない正弦波で圧電トランスマント1を駆動することが重要である。その上コイルや電磁トランスマントで入力された電源電圧より高い電圧の正弦波を発生できるので、より低い入力電圧で動作させることが出来る利点がある。

【0006】そこで図10の昇圧回路4では電磁トランスマントのインダクタンスと共振させて正弦波を発生させて圧電トランスマント1を駆動している。図10では圧電トランスマント1の一次側電極に電磁トランスマントT1、T2をオートトランスマントとして接続し、2位相駆動回路9から出力された逆相のクロックによってトランジスタQ1、Q2が交互にオン状態になり、電磁トランスマントT1、T2の一次側に直流入力電圧VDDから電流を流し電磁エネルギーとしてチャージする。

【0007】トランジスタQ1、Q2がオフになるとチャージしたエネルギーを放出し、電圧エネルギーとして電源電圧より高い電圧を発生する。これは図14の圧電トランスマント1の一次側から見た入力等価容量Cd1と電圧共振波形になるように設定してあり、直流入力電圧VDDの約3倍のピーク電圧の半波正弦波になる。この半波正弦波Vd1[V<sub>0-p</sub>]、Vd2[V<sub>0-p</sub>]は電磁トランスマントT1、T2の二次側で巻線比N+1倍に昇圧されて同じく半波正弦波Vs1[V<sub>0-p</sub>]、Vs2[V<sub>0-p</sub>]になり圧電トランスマント1の一次側電極に印加される。

【0008】この2つの位相の異なる半波の正弦波は等価的に振幅Vs1+Vs2[V<sub>0-p</sub>]の正弦波になって圧電トランスマント1を振動させ、二次側電極から圧電トランスマント1の形状によって定まる昇圧された交流電圧V0[Vrms]として出力される。

【0009】この交流電圧V0[Vrms]は負荷2に印加されて交流電流I0[mA rms]（または交流電圧V0[Vrms]）が周波数制御回路3に入る。この周波数制御回路3は、2位相駆動回路9に対して圧電トランスマント1を駆動する駆動周波数を発生し、圧電トランスマント1から出力する交流電流I0[mA rms]（または交流電圧V0[Vrms]）が所定の値になるまで駆動周波数の掃引を続け、所定の値が得られた周波数で停止する処理を行なう回路である。

【0010】この周波数制御回路3の内部は電流電圧変換回路10、整流回路11、比較器12、積分回路13、比較器14、VCO（電圧制御発振器）15から構成されている。まず負荷2に流れる交流電流I0[mA rms]が電流電圧変換回路10で電圧信号に変換され、さらに整流回路11で整流され直流の検出信号として比較器12に入力される。この比較器12で基準電圧Vrefと比較されて検出信号電圧の方が小さい場合、積分回路13に高レベルの信号を出力する。この積分回路13は高レベルの電圧が入力された期間、出力電圧が一定の割合で低下する様に構成されており、この積分回路13の出力電圧がVCO15に入力される。VCO15は入力さ

れた制御電圧に比例した周波数のパルスを出力する電圧制御発振器であり、このVCO15の周波数で圧電トランス1を駆動する。そこで検出信号電圧の方が基準電圧Vrefより小さい場合、駆動周波数は下がり続けることになる。

【0011】駆動周波数を高域側から掃引するのは圧電トランス1の共振周波数frより高い周波数領域を使用するようにしたためであり、整流回路11の出力信号である検出信号が基準電圧Vrefより低いと周波数が下がる方向に設定されており、共振周波数frに近付くに従って圧電トランス1の昇圧比が増加するため、交流電流Io[mArms]（または交流電圧Vo[Vrms]）が時間的に増加することになる。この状態で比較器12に入力される電圧が基準電圧Vrefを越えた場合には、比較器12の出力が低レベル側になりこの信号によって積分回路13の積分動作は停止し、以後その出力信号は低レベルになる直前の電圧を保ったままになる。従ってVCO15の出力周波数は一定になって圧電トランス1も一定の駆動周波数で駆動される為、圧電トランス1から出力される交流電流Io[mArms]（または交流電圧Vo[Vrms]）も一定に保たれる。

【0012】もし定格以下の直流入力電圧VDDが入力された場合や、負荷2として使用される冷陰極管が放電を開始するまでの時間は当然、負荷2に所定の交流電流Io[mArms]（または交流電圧Vo[Vrms]）を供給できないことになる。そこでVCO15の駆動周波数が圧電トランスの共振周波数以下まで低下してしまうことになるので、その後、直流入力電圧VDDが定格以上に上昇した場合や、負荷2の冷陰極管が放電を開始した場合に、圧電トランス1の昇圧比が足りず負荷2には所定の出力を供給出来ない状態が続いてしまうことになる。そこで駆動周波数がVCO15の最低周波数まで低下してしまった場合には、新たに駆動周波数を圧電トランス1の共振周波数より高域側に戻す必要がある。この動作を以下に説明する。

【0013】もし負荷2に所定の交流電流Io[mArms]（または交流電圧Vo[Vrms]）を供給できない場合には、比較器12の出力は高レベルのままであり、駆動周波数は共振周波数以下に低下し続ける。そこで、積分回路13の出力電圧がVCO15の最低周波数に相当する値に設定された基準電圧Vmin以下になると、比較器14の出力は高レベルになり積分回路13にリセット信号を出力する。この信号で積分回路13は最高電圧になり、駆動周波数がVCO15の最高周波数になって負荷2に所定の交流電流Io[mArms]（または交流電圧Vo[Vrms]）が得られるまで上記の動作を繰り返すことになる。

【0014】そこで直流入力電圧VDDが定格以上の電圧に回復した場合や、負荷2として使用された冷陰極管が放電を開始した場合には、所定の出力を供給することが

出来る。

【0015】このように入力電圧が定格以上の場合は、負荷2には一定の交流電流Io[mArms]（または交流電圧Vo[Vrms]）が出力されるので周囲温度、電源電圧、負荷の変動に対し一定の交流電流（または交流電圧）の出力を得ることが出来る。

【0016】他の従来技術による公知例としては、特開平4-210733が知られている。これは図11のブロック図に示す様に圧電トランスを使用した高周波DC/DCコンバータの出力制御方法であり、圧電トランス1の駆動波形を作り出す為に一次側駆動回路31によって、直流電源30から交流電圧を作り出している。この交流電圧で駆動された圧電トランス1は昇圧した交流電圧を出力整流回路32に出力する。この出力整流回路32によって直流となった電圧を負荷2に供給する。一方出力整流回路32の直流電力電圧は検出增幅回路35に入力して検出增幅して可変周波数発振器33に加えてその周波数を調整し、圧電トランス1の昇圧比を調整して検出增幅器35からフィードバックさせて負荷2に供給する直流電圧を安定化させることが出来るものである。

【0017】図11の一次側駆動回路31は、駆動電圧のゼロボルトスイッチング（ZVS）または駆動電流ゼロ電流スイッチング（ZCS）を行う様に共振型コンバータを使用しており、スイッチング素子（図示せず）のデューティ比（時比率）を制御して一次側駆動回路31のスイッチングのタイミングを調整するため、電圧・時比率変換回路34によってオン、オフのタイミングを制御して半波の正弦波を作り出して圧電トランス1を駆動している。

【0018】さらにこの図11の構成と同様の従来技術として、日経エレクトロニクス、1994年11月7日号（NO. 621）P147～P157の記事が知られている。これは図12のブロック図に示す様に直流入力電圧を昇圧して負荷2に交流電圧を供給するインバータである。

【0019】図12では電磁トランスT1とトランジスタQ1を使用してフォワード型コンバータを構成して、デューティ比を制御してゼロ電流スイッチング（ZCS）を行い半波の正弦波を作り圧電トランス1に駆動電圧を印加し、圧電トランス1によって昇圧した交流出力電圧を負荷2の冷陰極管に印加する。負荷2に流れた電流はR10とD10で半波の正弦波の電圧波形に変換した後、制御IC40に入力する。バッファ45を通り、積分回路46で直流電圧に変換してVCO42に入力して圧電トランス1の駆動周波数を作り、駆動回路43でQ1を駆動する。こうして圧電トランス1の駆動周波数を制御して圧電トランス1の昇圧比を変えながら負荷2の電流を制御する事が出来るように構成されている。制御IC40にはこの他に始動回路、負荷断線検出保護回路47や、入力電源電圧検出回路41、異常点灯検出保

護回路、入力電圧低下検出保護回路44があり、電源電圧や負荷の異常時に図12のインバータの動作を停止させる保護回路として動作するものである。

## 【0020】

【発明が解決しようとする課題】図10による公知技術には次の問題点がある。ここでは圧電トランスの負荷として例えば冷陰極管が接続されている場合、冷陰極管の輝度を安定化する為に駆動周波数を制御して、圧電トランスの昇圧比を増減させて、冷陰極管に流れる電流が所定値になる様に制御している。

【0021】一般的に圧電トランスは共振周波数付近で最大の効率を示し、この周波数から離れるに従って一次側からの入力電力を二次側に伝送する効率が低下する傾向がある。

【0022】従って圧電トランスの効率が最大の周波数で動作させると図13(b)のグラフによる共振周波数付近の駆動周波数になるので、圧電トランスは最大の昇圧比Avで動作することになる。ここで圧電トランスの駆動電圧が低下すると先ほどの管電流は維持出来ないことになる。

【0023】図10による圧電トランス1の駆動電圧のピーク電圧Vs1[V<sub>o-p</sub>]は、トランジスタQ1のドレン電圧のピーク電圧Vd1[V<sub>o-p</sub>]に比例するが、図13(a)の様にこの電圧は直流入力電圧VDDのおよそ3倍のピーク電圧になるので、VDDにも比例することになる。そこで直流入力電圧が最低入力電圧(VDDmin[V])の場合、駆動周波数は圧電トランスの共振周波数frになり、圧電トランスは高い効率で動作することになる。

【0024】直流入力電圧が上昇すると、圧電トランス1の駆動周波数を共振周波数から高い周波数に移し、昇圧比の低い状態にして二次側の負荷に一定の電流を供給する制御を行うことになる。例えば、入力電圧が前記の最低入力電圧の2倍の2VDDmin[V]になると圧電トランス1の昇圧比が半分になるような駆動周波数f1に制御し、3倍の3VDDmin[V]なら3分の1の昇圧比になるような周波数f2で動作することになる。

【0025】そこでこの制御方法によれば、この駆動回路に供給する電源電圧が高い電圧の場合、圧電トランスを効率悪い駆動周波数で動作させることができず、広い電源の入力範囲で動作する場合には、平均的な効率が低下する欠点を有していた。

【0026】またトランジスタQ1、Q2は直流入力電圧VDDが最大の場合に発生するピーク電圧でブレーキダウンを発生させないように耐圧を上げる必要があり、入力電圧範囲が広い場合には耐圧の高いトランジスタが必要になり、オン抵抗が増加し効率が低下する原因となったり、コストアップの要因になる問題点があった。

【0027】その他の問題点としては、直流入力電圧VDDを高くすると圧電トランス1の昇圧比を下げるため駆

動周波数を上げるので、駆動波形が電圧共振波形を保つことが出来なくなり、圧電トランスの一次側電圧がゼロにならない内にトランジスタQ1、Q2がオンになり、ゼロボルトスイッチング(ZVS)を満足しなくなる現象が発生する。

【0028】そこで、トランジスタQ1、Q2には大きな電流が流れ発熱が大きくなり、ついにはトランジスタを破損する原因になるため、入力電圧範囲を大きくするには上限があった。

10 【0029】これらの制限によって入力電圧範囲が一般に2倍程度(例えば直流電圧で8~16[V])の入力電圧範囲を大きく越えることは困難となる。一方電磁トランスを利用したものは、駆動周波数を広く取れること、さらに電圧共振型や電流共振型の駆動せずに済むので、3~4倍程度(例えば直流電圧で5~20[V])の入力電圧範囲を取ることも出来、それに比べて圧電トランスを用いたインバータやDC/DCコンバータは入力電圧範囲が狭く、用途が限られる等の欠点を有していた。

20 【0030】他の従来技術による公知例の、図11の特開平4-210733と日経エレクトロニクス、1994年11月7日号(NO.621)P147~P157の記事による図12の圧電トランスの駆動回路においても、圧電トランスの共振周波数範囲が狭くQが高い特性の為に駆動周波数が数%程度しか変えられず、一トランジスタ型のフォワード型コンバータのトランジスタのオン、オフのデューティ比もほとんど変えることが出来ない。従って、入力電圧に比例して圧電トランスの駆動電圧が大きくなる現象は同じである為に、圧電トランスの駆動周波数を共振周波数から離して昇圧比の低い領域で駆動させなければならない問題点は同じである。

30 【0031】さらにこれらの従来方式であれば入力電圧が最大時において、電磁トランスの一次側に流れる電流によって、磁気飽和を発生しない様に設定する必要があるため、電磁トランスの容量に余裕のあるものを使用する必要がある。電磁トランス一次側に流れる電流は入力電圧に比例するので、駆動回路の入力電圧が2倍になると電磁トランスに流れる電流は2倍になり、最低電圧のみで動作させる場合に比較して2倍の電流が流せる電磁トランスが必要になる。

40 【0032】一般に電磁トランスが磁気飽和しないように巻線に大きい電流を流す為には、形状が大型化する欠点があった。圧電トランスは電磁トランスより薄い形状にすることが出来るが、駆動用の電磁トランスが大型化すればその特徴が活かせず薄型のインバータや電源が出来ない問題点があった。

【0033】以上のように従来の技術では、広い入力電圧範囲で動作させる為には効率が低下したり駆動回路が大型化する欠点があり、入力電圧範囲を大きく出来ない問題点があった。

【0034】また、負荷に冷陰極管を使用したバックライトを点灯させる高圧電源とする場合には、バックライトの輝度を変える為、冷陰極管に流れる電流値を制御する必要がある。冷陰極管は、管電流値が小さくなるとインピーダンスが増加する負性抵抗の性質を持つ上に、電気等価回路で表わすと抵抗成分と容量成分によって構成される。

【0035】この冷陰極管に流れる電流の絶対値が小さくなると、浮遊容量に流れる電流が無視出来ず冷陰極管の高圧側と低圧側の電流値に差が発生する。そこで輝度が不均一になりバックライトを構成した場合、不具合を発生することになる。

【0036】そこで輝度を大きく変化させる為には次のバースト調光方式（またはPWM制御： Pulse width Modulation）が知られている。これは、冷陰極管の管電流を人間の目にちらつきを感じさせない所定の周期（例えば210 [Hz]）で点滅させ、その点灯時間と消灯時間の比を変化させて等価的に輝度を低下させる手法である。

【0037】図10の特開平7-69207による公知技術でこのバースト調光方式を採用する為には、二つのトランジスタQ<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>を交互にオン、オフする動作を停止させて、圧電トランスに入力する駆動波形を周期的に止める必要があるが、負荷のインダクタンスの片側を解放するので、これに蓄えられた電流エネルギーを電圧エネルギーとして放出するため、圧電トランスの駆動電圧よりはるかに大きい電圧サージを発生する。

【0038】そこでトランジスタをブレークダウンさせない様に保護を行う必要があり、ツェナーダイオード等を用いた保護回路が必要になる欠点があった。

【0039】本発明の目的はこれらの課題を解決し、広い入力電圧範囲であっても効率良く動作することの可能な小型薄型で、しかも保護回路の不要なバースト調光方式を構成出来る圧電トランス駆動回路を提供することにある。

#### 【0040】

【課題を解決するための手段】本発明による広入力電圧範囲の圧電トランス駆動回路の構成は、圧電効果を利用して、一次側から入力した交流電圧を二次側に出力する圧電トランスと、前記圧電トランスの一次側電極の一方の電極に接続された第一のコイルと第一のトランジスタと、前記圧電トランスの他方の一次側電極に片側を接続した第二のコイルと第二のトランジスタと、これら第一、第二のトランジスタを交互に駆動する分周回路から構成された昇圧手段と、前記第一及び第二のコイルの他方に、電源に接続された第三のトランジスタと電流保持手段をそれぞれ接続し、前記第一または第二のトランジスタのオン時間内でデューティ比を可変した信号で前記第三のトランジスタをオン、オフすることによって、前記圧電トランスの駆動電圧を所定の電圧に制御する駆動電圧制御手段と、前記第一及び第二のトランジスタの駆動周波数を変化させて前記圧電トランスの二次電極から所定の出力電流または出力電圧が得られるよう、前記圧電トランスの昇圧比を制御する周波数制御手段から構成されることを特徴とする。

【0041】また本発明において前記電流保持手段がダイオードによって構成されることを特徴とする。

【0042】さらに本発明において前記電流保持手段がトランジスタによって構成され、前記第三のトランジスタと排他的にスイッチングすることを特徴とする。

【0043】本発明において第三のトランジスタを時分割にオフすることによって、前記圧電トランスの入力電圧を停止させ、前記圧電トランスに接続された負荷に供給する交流電流または交流電圧の実効値を可変することを特徴とする。

【0044】また、本発明の他の広入力電圧範囲の圧電トランス駆動回路の構成は、圧電効果を利用して、一次側から入力した交流電圧を二次側に出力する圧電トランスと、前記圧電トランスの一次側電極の一方の電極に二

20 次側端子を接続し中間端子を第一のトランジスタに接続した第一のオートトランスと、前記圧電トランスの他方の一次側電極に二次側端子を接続し中間端子を第二のトランジスタに接続した第二のオートトランスと、これら第一、第二のトランジスタを交互に駆動する分周回路から構成された昇圧手段と、前記第一及び第二のオートトランスのそれぞれの一次側端子に、電源に接続された第三のトランジスタと電流保持手段を接続し、前記第一または第二のトランジスタのオン時間内でデューティ比を可変した信号で前記第三のトランジスタをオン、オフすることによって前記圧電トランスの駆動電圧を所定の電圧に制御する駆動電圧制御手段と、前記第一及び第二のトランジスタの駆動周波数を変化させて前記圧電トランスの二次電極から所定の出力電流または出力電圧が得られるよう、前記圧電トランスの昇圧比を制御する周波数制御手段から構成されることを特徴とする。

【0045】また本発明において前記電流保持手段がダイオードによって構成されることを特徴とする。

【0046】さらに本発明において前記電流保持手段がトランジスタによって構成され、前記第三のトランジスタと排他的にスイッチングすることを特徴とする。

【0047】また本発明において第三のトランジスタを時分割にオフすることによって、前記圧電トランス入力電圧を停止させ、前記圧電トランスに接続された負荷に供給する交流電流または交流電圧の実効値を可変することを特徴とする。

【0048】さらに本発明の他の広入力電圧範囲の圧電トランス駆動回路の構成は、圧電効果を利用して、一次側から入力した交流電圧を二次側に出力する圧電トランスと、前記圧電トランスの1駆動周期内に第一のトランジスタをオンして電源から電流エネルギーを入力し、前記

第一のトランジスタをオフして前記圧電トランス一次側に電圧エネルギーとして出力するコイルとを有した昇圧手段と、前記コイルの他方に接続された電流保持手段と第二のトランジスタとを有し、前記圧電トランスの1駆動周期内において、前記コイルの片側に接続された前記第一のトランジスタがオンする時間内で、前記第二のトランジスタをオン、オフして前記コイルに流れる電流を保持する電流保持手段が動作するデューティ比を変化させて前記圧電トランスの駆動電圧を所定の電圧に制御する駆動電圧制御手段と、前記昇圧手段の駆動周波数を変化させて前記圧電トランスの二次電極から所定の出力電流または出力電圧が得られるよう、前記圧電トランスの昇圧比を制御する周波数制御手段を有することを特徴とする。

【0049】また本発明において前記コイルに磁気的に結合した二次側コイルによって、前記コイルから昇圧した電圧を前記圧電トランスに印加することを特徴とする。

【0050】さらに本発明において前記電流保持手段がダイオードによって構成されることを特徴とする。

【0051】また本発明において前記電流保持手段が第三のトランジスタによって構成され、前記第二のトランジスタと排他的にスイッチングすることを特徴とする。

【0052】本発明において前記第二のトランジスタを時分割にオフすることによって、前記圧電トランスの入力電圧を停止させ圧電トランスに接続された負荷に供給する交流電圧または交流電流の実効値を可変することを特徴とする。

【0053】本発明の構成によって、電源として入力された電圧が変動しても、コイルや、電磁トランス一次側に入力する電流の最大値が一定に制御されるために、圧電トランスを駆動する正弦波の電圧が一定に保たれる効果があり、広い入力電圧でも駆動周波数が共振周波数付近で駆動出来るので効率が悪化しない作用がある。

【0054】また、入力電圧が大きくなても電磁トランス一次側に流れる電流の最大値を一定に制御することができる、電磁トランスの容量に余裕のあるものを使用する必要がなく小型薄型のものが使用できる作用がある。

【0055】さらに、入力電圧の変化で駆動周波数が変化しないので、圧電トランスの駆動波形が変化せず、ゼロボルトスイッチング(ZVS)の条件が保たれるために、入力電圧が大きくなった場合でもトランジスタの発熱を防止することができ、効率の低下や、トランジスタの破損を防止することが出来る。

【0056】圧電トランスの駆動回路を停止状態にする場合、入力電源側のトランジスタをオフにすれば駆動回路の電力を容易に切断することができる、インバータやDC/DCコンバータの動作を停止し、低消費電力の状態にすることが出来る作用がある。

【0057】また、負荷に冷陰極管を使用したバックライト用のインバータとして使用する時、管電流を周期的に停止状態にするバースト調光制御を行って、冷陰極管の明るさを変化させる場合、電源入力側のトランジスタをPWM制御すれば、圧電トランスの共振用コイルまたは電磁トランスが高圧を発生しない形で圧電トランスの駆動波形を停止できるので、ツェナーダイオード等の保護回路を省略することが出来る作用がある。

【0058】

10 【発明の実施の形態】次に本実施例について図面を参照して説明する。図1は本発明による実施の一形態によるブロック図である。

【0059】図1による本実施の形態は大きく4個の回路ブロックによってインバータを構成している。まず、圧電トランス1の二次電極に接続された負荷2を流れる交流電流  $I_o$  [Vrms] または、印加する交流電圧  $V_o$  [Vrms] を検出して、これらを所定の値に保持する為に圧電トランス1の駆動周波数を制御する周波数制御回路3と、直流入力電圧 ( $V_{DD}$ ) から周波数制御回路3によって作られた駆動周波数の交流信号を発生させて、圧電トランス1の一次側電極に印加する昇圧回路4と、この圧電トランス1に印加された正弦波の駆動電圧が、直流入力電圧 ( $V_{DD}$ ) が変化しても所定の値に制御する為の駆動電圧制御回路5と、負荷2に流れる電流値をPWM制御する為の調光回路6から構成される。この構成は基本的に図10の従来技術による構成に駆動電圧制御回路5と調光回路6を加えたものに相当する。

【0060】駆動電圧制御回路5は、比較器16、整流回路17、ダイオード18、トランジスタQ3から構成されており、昇圧回路4のコイル  $L_1$ 、 $L_2$  に供給するピーク電流値が直流入力電圧  $V_{DD}$  によって変化しない様に制御して、圧電トランス1の駆動電圧を所定の値に制御する回路である。図10に示した従来技術の場合にはVCO15の駆動周波数は駆動周波数と同じであったが、本実施例では周波数制御回路3のVCO15の発振周波数は圧電トランス1の駆動周波数の2倍の周波数( $2f_{rf}$ )の三角波  $f_{vco}$  と、同じく周波数  $2f_{rf}$  の矩形波  $f_{CLK}$  を出力する様に構成しておく。この波形を昇圧回路4の分周回路8によって  $2f_{rf}$  の周波数を半分に分周して位相の反転した矩形波  $V_{g1}$ 、 $V_{g2}$  を出力し、トランジスタQ1、Q2を交互にスイッチングさせる。

【0061】図1によるVCO15の回路図を図6に示し、この動作を順に説明する。制御電圧  $V_{in}$  が最低電圧  $V_{min}$  の場合であって、かつ、比較器22の出力が直流入力電圧  $V_{DD}$  に等しいHレベルの場合、増幅器23の反転入力端子に  $R_{osc}$  を通じて電流  $I_1$  が流れ込むので、反転入力端子の電圧が上昇する。増幅器23の非反転入力端子には直流入力電圧  $V_{DD}$  の約半分の基準電圧  $V_{ref2}$  が接続されており、増幅器23の反転入力端子の電圧より高くなるので、増幅器23の出力は、電源  $I_1$  と等し

い電流が流れ込む様に電圧が低下し続ける。増幅器23の反転入力端子と非反転入力端子の電位差がゼロになる電流で増幅器23は安定する為  $I_1 = -I_2$  となる。また比較器22がHレベルの時は、 $Q_1$  がオンになるので  $Q_6$  はオフになり、 $Q_6$  のコレクタ電流  $I_{in}$  が流れないと状態になる。

【0062】そこで増幅器23の出力電圧は、 $C_{osc}$  を通じて定電流  $I_1 = -I_2$  を流すため時間的に一定の割合で低下し続けることになる。また比較器22の出力がHレベルの時は  $R_2$  の片側が  $V_{DD}$  になり、 $R_2$  のもう一方は比較器22の非反転入力端子に接続されて、さらに  $R_1$  を通じて増幅器23の出力に接続される形になる。そこで増幅器23の出力電圧と電源との間の電圧を  $R_1$  と  $R_2$  で分圧した電圧が、比較器22の非反転入力端子に印加されるので、増幅器23の出力電圧が低下するのに従って、比較器22の非反転入力端子の電圧も低下し続けることになる。

【0063】そこで増幅器23の出力電圧が  $V_L$  [V] になった場合に、比較器22の非反転入力端子の電圧が反転入力端子の電圧が基準電圧  $V_{ref2}$  に等しくなるように  $R_1$  と  $R_2$  を設定してあるので、比較器22の出力電圧がLレベルに反転することになる。すると  $I_1$  の向きが逆になり、増幅器23の出力は定電流  $-I_1 = I_2$  を  $C_{osc}$  に流すので、増幅器23の出力電圧は逆に時間的に一定の割合で上昇することになる。

【0064】比較器22の出力がLレベルの時は  $R_2$  の片側がグランド電位になり、 $R_2$  のもう一方は比較器22の非反転入力端子に接続されて、さらに  $R_1$  を通じて増幅器23の出力に接続される形になる。そこで増幅器23の出力電圧とグランド電位を  $R_1$  と  $R_2$  で分圧した電圧が、比較器22の非反転入力端子に印加されるので、増幅器23の出力電圧が上昇するのに従って、比較器22の非反転入力端子の電圧も上昇し続けることになる。

【0065】比較器22の出力電圧がLレベルの状態では、 $Q_1$  がオフして  $Q_5$  、 $Q_6$  でシレントミラーアンプを構成して、制御電圧端子から流れ込む電流  $I_{in}$  と等しい電流を増幅器23の反転入力端子からグランドに流すことになる。この  $I_{in}$  は  $V_{in}$  が  $V_{min}$  の時にゼロになるように設定されており、 $V_{in} = V_{min}$  の場合には  $C_{osc}$  には  $-I_1 = I_2$  の電流が流れることになる。

【0066】そこで比較器22の出力がLレベルの時は増幅器23の出力電圧は時間的に一定の割合で上昇するので、増幅器23の出力に接続された  $R_1$  と、 $R_2$  を通じてグランドに分圧された比較器22の非反転入力端子の電圧も上昇する。そこで増幅器23の出力電圧が  $V_H$  [V] になった場合に、比較器22の非反転入力端子の電圧が反転入力端子につながれた基準電圧  $V_{ref2}$  に等しくなるように  $R_1$  と  $R_2$  を設定してあり比較器22の出力電圧はHレベルに戻ることになる。

【0067】以上の様にして増幅器23の出力からは三角波  $f_{vco}$  が output されて比較器22の出力からは矩形波  $f_{CLK}$  が output されることになる。図7にVCO15の出力する電圧波形を示す。制御電圧  $V_{in}$  が  $V_{min}$  の場合、図7(a) が三角波  $f_{vco}$  の出力電圧波形となり、図7(b) が矩形波  $f_{CLK}$  の出力電圧波形になる。図7

(c) は昇圧回路4の分周回路8で矩形波  $f_{CLK}$  が分周されて  $V_{g1}$  になった電圧波形図である。なお分周回路8は  $f_{CLK}$  の立上りのタイミングで反転する形式のものを想定している。一方、比較器22の出力がLレベルの場合、 $Q_5$  、 $Q_6$  のカレントミラーアンプによって、増幅器23の反転入力端子からグランドに制御電圧  $V_{in}$  に比例した  $I_{in}$  を流すため、増幅器23の出力は  $I_2 = -I_1 + I_{in}$  の電流を流すことになる。そこで制御電圧  $V_{in}$  によって  $I_2$  が増加するので、 $C_{osc}$  を充電する電流が増えることになり、増幅器23の出力電圧が単位時間に上昇する割合が大きくなる。そこで三角波の立上り波形の時間が短くなり、制御電圧  $V_{in}$  が大きくなるに従って、三角波  $f_{vco}$  の周期が短くなる。同時に  $f_{CLK}$  の周期も短くなるので、VCO15は入力電圧  $V_{in}$  に比例した周波数の三角波  $f_{vco}$  、矩形波  $f_{CLK}$  を出力することが出来る。

【0068】制御電圧  $V_{in}$  を高い電圧  $V_{max}$  を入力して周波数高くなった状態の  $f_{vco}$  を図7(d) に示す。さらに図7(e) に  $f_{CLK}$  、図7(f) に昇圧回路4で矩形波  $f_{CLK}$  を分周して  $V_{g1}$  になった電圧波形図をそれぞれ示す。図7(d) のように制御電圧が高くなると三角波  $f_{vco}$  の立上り波形が急になって周波数が高くなっていることが分かる。

【0069】また図1ではVCO15の発生する2倍の周波数の三角波  $f_{vco}$  は駆動電圧制御回路5の比較器16にも入力されている。整流回路17は圧電トランジスタの一次電圧波形を入力して整流し、これを整流電圧  $V_c$  に変換した後、比較器16に入力する。

【0070】図8のタイミングチャートに三角波  $f_{vco}$  、整流電圧  $V_c$  、 $Q_3$  のゲート電圧  $V_{g3}$  、 $Q_1$  、 $Q_2$  のゲート電圧  $V_{g1}$  、 $V_{g2}$  、さらに  $Q_1$  、 $Q_2$  のドレンイン電圧  $V_{d1}$  、 $V_{d2}$  、コイル電流  $i_{L1}$  、 $i_{L2}$  を示す。図8(a) のグラフは比較器16に入力される二つの信号  $f_{vco}$  と  $V_c$  を示し、図8(b) は比較器16の出力信号を示し、トランジスタ  $Q_3$  のゲート波形  $V_{g3}$  になる。 $Q_3$  はPチャンネルトランジスタで構成されているので、 $V_{g3}$  がLレベルの時  $Q_3$  がオンになり、Hレベルの時  $Q_3$  がオフになる。

【0071】直流入力電圧  $V_{DD}$  が最低電圧の時、整流電圧  $V_c$  が三角波  $f_{vco}$  の波形の最低電圧とほぼ等しくなる様に設定しておく。この状態で入力電圧を上昇させると、整流電圧  $V_c$  が上昇し三角波  $f_{vco}$  の振幅内に入ることになる。この状態を図8(a) に示す。

【0072】三角波  $f_{vco}$  の電圧が整流電圧  $V_c$  より大

きい時間の  $t_1 \sim t_2$  の間、比較器 16 の出力信号  $V_{g3}$  は L レベルになる。図 8 (c) ではこのとき  $V_{g1}$  の電圧が H レベルのため  $Q_1$  がオンになるのでコイル  $L_1$  に電流が流れ始める。これを等価回路として図 9 (a) に示す。コイル  $L_1$  に流れる電流は、 $i(t) = V_{DD} \times t / L_1$  で表わされ直流入力電圧  $V_{DD}$  と時間  $t$  に比例して大きくなる。

【0073】次に  $f_{VCO}$  の三角波が整流電圧  $V_C$  より小さくなる時間  $t_2 \sim t_4$  の間、 $V_{g3}$  は H レベルになるので  $Q_3$  はオフになり、 $L_1$  は電源から切り離されるがダイオード 18 を通じてグランドから供給される電流が流れ、図 8 (g) のように  $i_{L1}$  の電流は  $t_2$  のままの電流が流れ続ける。この時の等価回路を図 9 (b) に示す。ダイオード 18 はコイル  $L_1$  の電流を保持する回路として動作し、コイル  $L_1$  に流れている電流  $i(t)$  は  $t_2$  の値を保持する為、グランド、ダイオード、 $L_1$ 、 $Q_1$  を通じて流れ続けることになる。

【0074】 $t_4 \sim t_5$  の間では、また三角波  $f_{VCO}$  の電圧が整流電圧  $V_C$  より大きくなり  $Q_3$  がオンになるので、コイル  $L_1$  の電流はまた時間に比例して増加し、 $t_5$ において  $I_{peak}$  の電流値になる。同様に等価回路は図 9 (c) となる。

【0075】次に  $t_5 \sim t_6$  の時間では、 $Q_1$  がオフになるので図 9 (d) の状態になり、 $Q_1$  のドレイン電圧はコイル  $L_1$  と、圧電トランス 1 の入力等価容量  $C_{d1}$  と共振して図 8 (e) のような半波の正弦波電圧  $V_{d1}$  の波形になる。

【0076】 $t_6 \sim t_7$  では、三角波  $f_{VCO}$  の電圧が整流電圧  $V_C$  より小さくなるので  $Q_3$  はオフになるが、図 9 (e) のようにコイル  $L_1$  から放出される電流はダイオード 18 を通して流れ、 $Q_1$  のドレイン電圧のピーク電圧は直流入力電圧  $V_{DD}$  の約 3 倍になる。

【0077】 $t_7 \sim t_8$  の時間では、 $Q_3$  はまたオンになるが、コイル  $L_1$  の電流  $i_{L1}$  は図 8 (g) の様に圧電トランスに接続した負荷による等価抵抗によって  $t_8$  にゼロになり、 $t_1 \sim t_5$  にチャージした電流エネルギーを放出する動作を行う。

【0078】また、さらに直流入力電圧  $V_{DD}$  が上昇した場合は、整流電圧  $V_C$  が増加して  $V_{g3}$  のオフの期間が増加し、コイル  $L_1$ 、 $L_2$  に電流をチャージする時間が短くなる。そこで以上の構成によって入力電圧  $V_{DD}$  が変化すると三角波  $f_{VCO}$  に対する整流電圧  $V_C$  が大きく変化して  $Q_3$  のデューティ比が変わることによってコイルにチャージされるピーク電流が一定に制御されて圧電トランス 1 の駆動電圧が所定の値に制御される。

【0079】以上の様に圧電トランス 1 の駆動電圧  $V_{d1}$ 、 $V_{d2}$  のピーク電圧が、直流入力電圧  $V_{DD}$  によって変動しないことから、図 1 の周波数制御回路 3 は、負荷 2 に流れる交流電流  $I_0$  [mA rms] (または出力電圧  $V_0$  [VRms]) が所定値になる駆動周波数を発生する。この

制御については従来技術の図 10 と同じである。駆動電圧制御回路 5 の働きによって圧電トランス 1 の駆動電圧が直流入力電圧  $V_{DD}$  によって変動しないことから、圧電トランス 1 の昇圧比が一定で済み、等価的に一定の直流入力電圧で動作する状態になる。

【0080】従って、周波数制御回路 3 は負荷 2 に流れる交流電流  $I_0$  [mA rms] (または出力電圧  $V_0$  [VRms]) が所定値になる様に圧電トランス 1 の昇圧比を制御するので、駆動周波数は直流入力電圧  $V_{DD}$  が変化しても一定に制御されることになる。

【0081】また調光回路 6 は、負荷に冷陰極管を利用したバックライトのように調光が必要な場合に用いられる回路であり、比較的低周期 (例えば 210 Hz) の周波数を発振する三角波発振器 19 と比較器 20 から構成されており、外部から調光電圧を入力することで、三角波発振器 19 の出力波形を比較器 20 で比較して、デューティを可変されたパルス信号を出力する。

【0082】この信号は、周波数制御回路 3 と駆動電圧制御回路 5 に接続されており、H レベルの期間は、 $Q_3$  をオフさせて圧電トランス 1 の駆動電圧を停止させると同時に、 $VCO$  15 の駆動周波数が変化しないように積分回路 13 の出力電圧をホールドさせる働きをする。

【0083】第二実施例図 2 による本発明の他の実施例については、コイル  $L_1$ 、 $L_2$  が電磁トランス  $T_1$ 、 $T_2$  に置き換えた点以外では図 1 と同等なインバータである。 $Q_1$ 、 $Q_2$  で発生させた電圧共振波形  $V_{d1}$ 、 $V_{d2}$  は  $T_1$ 、 $T_2$  の二次側巻線によって巻線比  $N+1$  倍に比例した電圧  $V_{s1}$ 、 $V_{s2}$  として圧電トランスに印加するもので、圧電トランス 1 で不足した昇圧比を電磁トランス  $T_1$ 、 $T_2$  で補うことが出来るため、より低い電圧で動作させることが出来る特徴がある。

【0084】次に本発明による他の実施例として、昇圧回路 4 を 1 トランジスタ型の電圧共振型のコンバータで構成する場合について説明する。図 3 はこの実施例によるインバータのブロック図で、図 4 (a) 及び (b) は昇圧回路 4 の詳細な回路図と、図 4 (c) はこのゲート電圧波形図、図 4 (d) はドレイン電圧波形図である。図 3 全体の動作については前記の発明によるものと同等であるので、昇圧回路 4 の動作について説明する。

【0085】この昇圧回路 4 では、図 4 (a) の様に 1 個のコイル  $L_1$  を使用して  $Q_1$  でスイッチングを行い、 $L_1$  と圧電トランス 1 の入力等価容量で電圧共振波形を作り半波の正弦波によって圧電トランスを駆動するもので、 $Q_1$  の駆動電圧  $V_{g1}$  は 2 位相駆動回路 9 によって駆動周波数に分周されたパルスを使用し、 $L_1$  と圧電トランスの入力容量を合わせることで図 4 (d) における  $t_6$  の間にドレイン電圧  $V_{d1}$  がゼロ電圧になったタイミングで  $Q_1$  をオンさせるもので、コイル  $L_1$  に入力される電流は、駆動電圧制御回路 5 によって前述したと同等に制御される。そこで、広入力電圧範囲でも  $L_1$  にチャ

ージされる電流ピークが所定値に制御されるので、図1、図2の回路と同様に効率の変動がなく動作可能である。

【0086】同様に図4(b)では電磁トランジスト $T_1$ を使用して $V_{d1}$ を巻線比N倍の電圧に昇圧して圧電トランス1を駆動しており、圧電トランス1の昇圧比を補うことが出来る。これは図4(a)と同様にゼロ電圧スイッチング(ZVS)を行うように電磁トランジスト $T_1$ の一次、二次インダクタンスを設定する。この図3及び図4の実施の形態では圧電トランス1を高調波成分を含んだ半波の正弦波で駆動するため若干効率は低下するが、回路素子が減らせる特徴がある。

【0087】以上の本発明による実施の形態では、圧電トランス1の二次側出力を交流のまま負荷に印加するインバータとして説明したが、DC/DCコンバータとして動作させる場合には、圧電トランス1の二次側電極と負荷2の間に整流回路を入れても回路動作は変わらないことは明らかである。また、負荷に出力する交流電圧 $V_o$ [Vrms]を一定値に制御する場合には、整流回路11に交流電圧 $V_o$ [Vrms]を入力すれば定電圧出力のインバータとして動作させることが出来る。

【0088】前記の図1、図2および図3の各実施例では、図5(a)のようにダイオード18を用い、トランジスタ $Q_3$ がオフした場合にコイル $L_1$ 、 $L_2$ や電磁トランジスト $T_1$ 、 $T_2$ に流れる電流を保持させるように構成した例で説明したが、図5(b)の様に $Q_3$ がオフになった場合にグランドに接続するトランジスタ $Q_4$ を用いてコイル電流を保持する構成にしても構わない。この場合には、 $Q_3$ との間で貫通電流が流れない様に貫通電流防止回路24を用い、 $Q_3$ が完全にオフした後、 $Q_4$ をオンさせて $Q_3$ 、 $Q_4$ のトランジスタが同時にオンにならないよう制御する必要がある。

#### 【0089】

【発明の効果】以上説明したように、本発明による広入力電圧範囲の圧電トランス駆動回路によれば、駆動電圧制御回路5によって直流入力電圧 $V_{DD}$ が変化しても、圧電トランス1を駆動する交流電圧が所定の電圧に制御されるので、圧電トランス1の駆動周波数が共振周波数 $f_r$ の付近から変化しないことから、ゼロボルトスイッチング(ZVS)の条件を満足して常に高い効率の周波数で圧電トランス1を駆動出来る効果があり、入力電圧範囲が4倍以上で安定に動作可能なことを確認出来た。

【0090】また、直流入力電圧 $V_{DD}$ が最大の電圧になっても、コイル $L_1$ 、 $L_2$ または、電磁トランジスト $T_1$ 、 $T_2$ の一次側巻線に流れる電流のピーク値が直流入力電圧 $V_{DD}$ が最低電圧の場合と同じ電流値に制御されることから、磁気飽和を起こす電流値を最低の入力電圧値に合わせて設定出来るので、小型のコイルや電磁トランジストを使用することが可能で、圧電トランスの薄さや小型化に適した駆動回路を実現出来る効果がある。

【0091】その上、駆動電圧制御回路5によって直流入力電圧 $V_{DD}$ が変化しても、 $Q_1$ 、 $Q_2$ のドレイン電圧のピーク値が一定に制御されることから、トランジスタの耐圧を下げる事が出来るので、オン抵抗の低減による効率改善や、コスト低減が出来る効果がある。

【0092】さらに本発明による図3及び図4の1トランジスト型の昇圧回路5による駆動回路では、簡易な回路でも広入力電圧範囲で圧電トランス1を駆動することが出来る効果がある。

10 【0093】またバックライト用のインバータとしてベースト調光を行う場合、インダクタンスの解放をダイオード18によって防ぐことができる所以、 $Q_1$ 、 $Q_2$ のドレイン電圧が高圧にならず、高圧保護用の素子(例えばツェナーダイオード)が不要になり、コスト低減を行うことが出来る効果がある。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による第一の実施例のブロック図

【図2】本発明による第二の実施例のブロック図

【図3】本発明による第三の実施例のブロック図

20 【図4】(a)、(b)は図3の昇圧回路4のブロック図、(c)、(d)はタイミングチャート

【図5】(a)は図1、図2、図3のダイオードによる電流保持回路の回路例、(b)は図1、図2、図3のトランジストによる電流保持回路の回路例

【図6】図1、図2、図3のVCO15の回路例

【図7】図1、図2、図3のVCO15の動作を説明するタイミングチャート

【図8】図1または図2の動作を説明するタイミングチャート

30 【図9】図1の動作を説明する等価回路

【図10】従来技術によるブロック図

【図11】他の従来技術のブロック図

【図12】他の従来技術のブロック図

【図13】(a)は図8の従来技術による駆動電圧波形、(b)はその周波数特性図

【図14】圧電トランス1と周辺回路の等価回路

#### 【符号の説明】

1 圧電トランス

2 負荷

40 3 周波数制御回路

4 昇圧回路

5 駆動電圧制御回路

6 調光回路

8 分周回路

9 2位相駆動回路

10 電流電圧変換回路

11、17 整流回路

12、14、16、20、22 比較器

13、46 積分回路

50 15 VCO

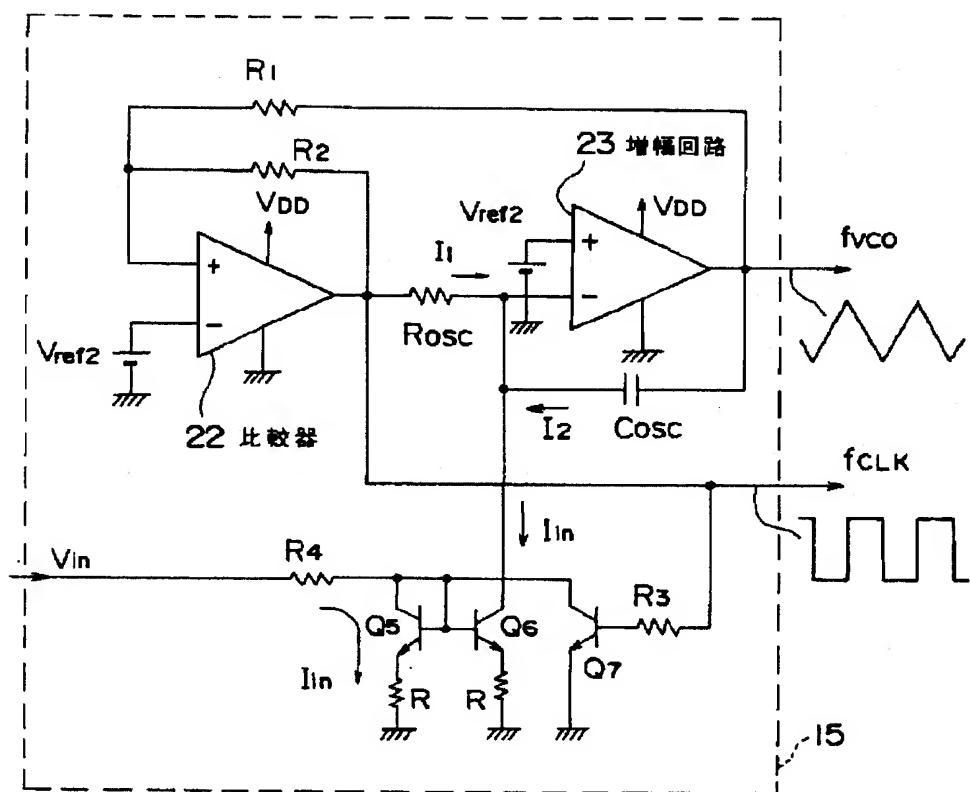
19

- 1 8 ダイオード  
 1 9 三角波発振回路  
 2 1 電流保持回路  
 2 3 増幅回路  
 2 4 負荷電流防止回路  
 3 0 直流電源  
 3 1 一次側駆動回路  
 3 2 出力整流回路  
 3 3 可変周波数発振器  
 3 4 電圧・時比率変換回路  
 3 5 検出回路  
 4 0 制御 I C

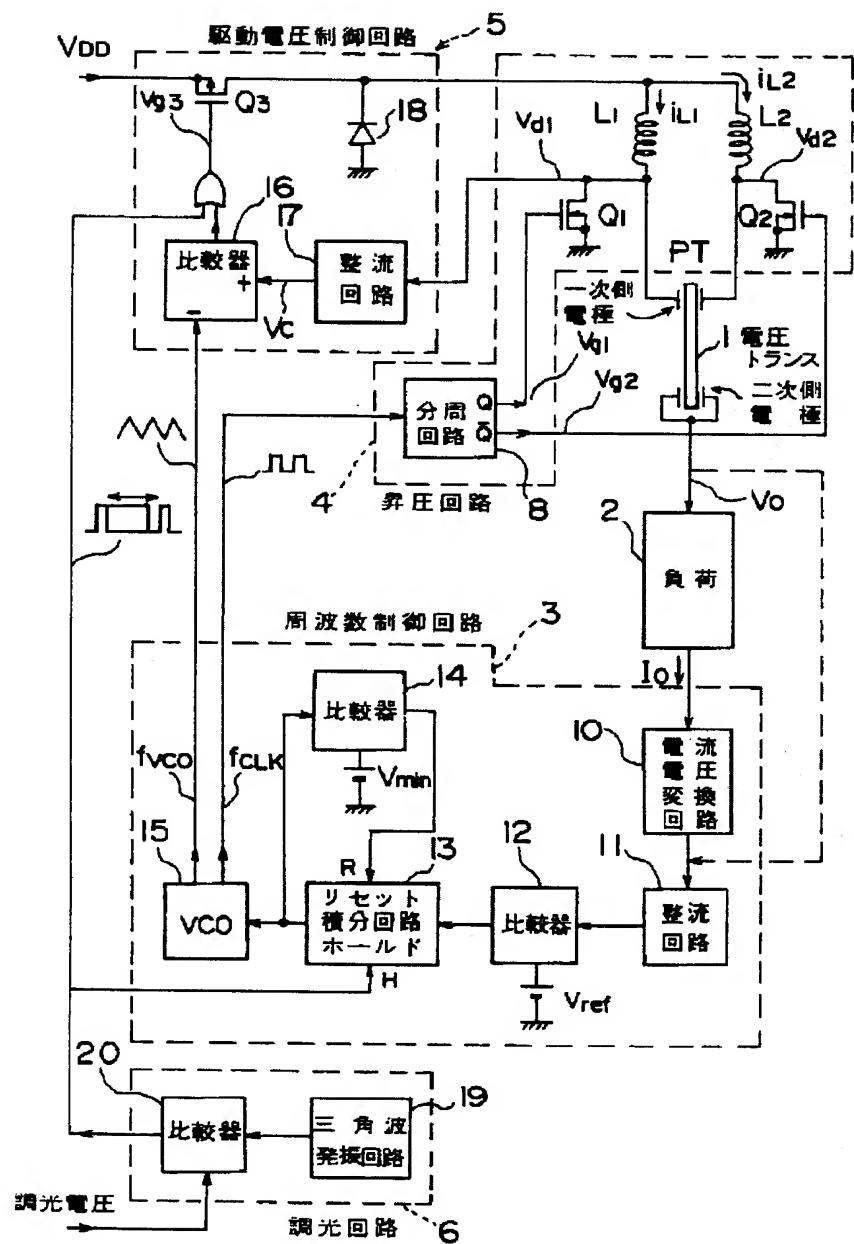
20

- 4 1 入力電源電圧検出回路  
 4 2 VCO  
 4 3 駆動回路  
 4 4 異常点灯検出保護回路・入力電圧低下検出保護回路  
 4 5 バッファ  
 4 7 始動回路・負荷断線検出保護回路  
 Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub>、Q<sub>4</sub>、Q<sub>5</sub>、Q<sub>6</sub>、Q<sub>7</sub> トランジスタ  
 10 L<sub>1</sub>、L<sub>2</sub> コイル  
 T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub> 電磁トランス

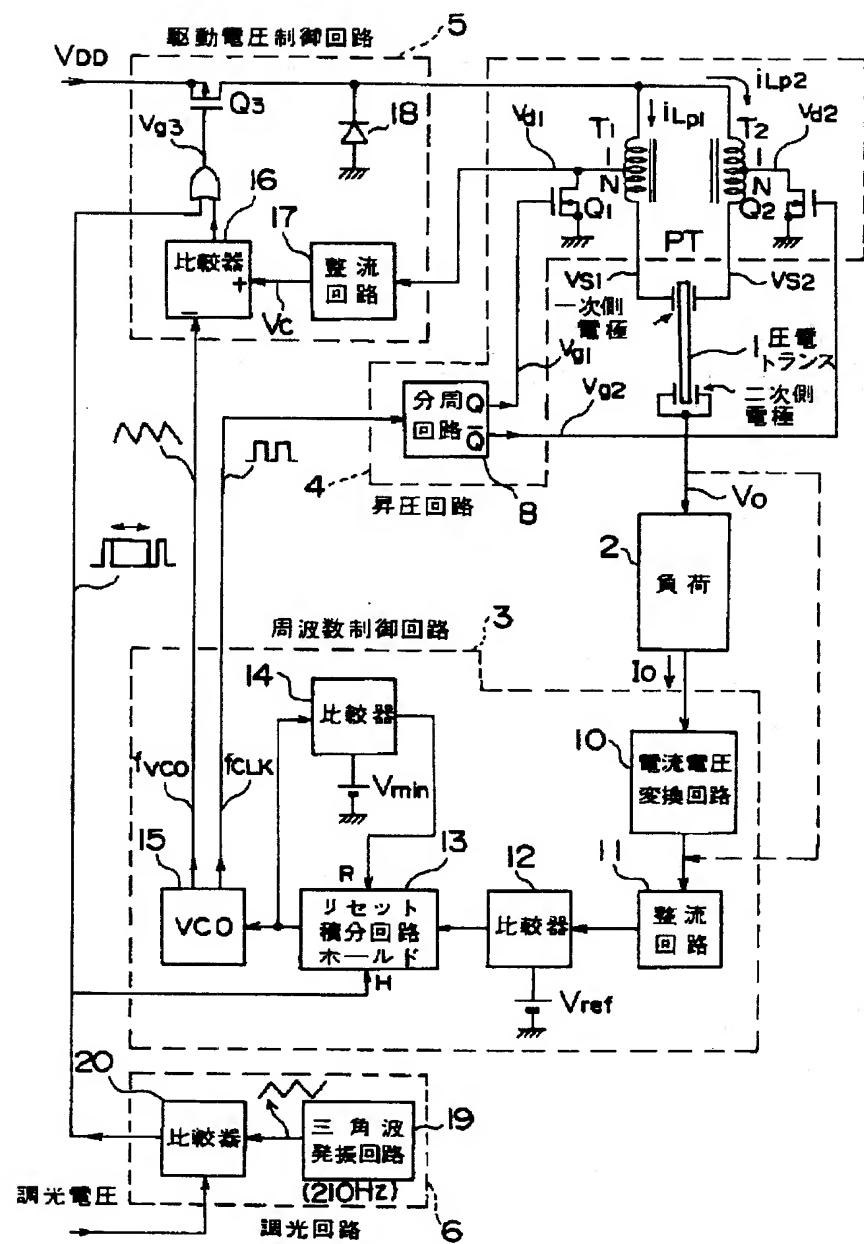
【図6】



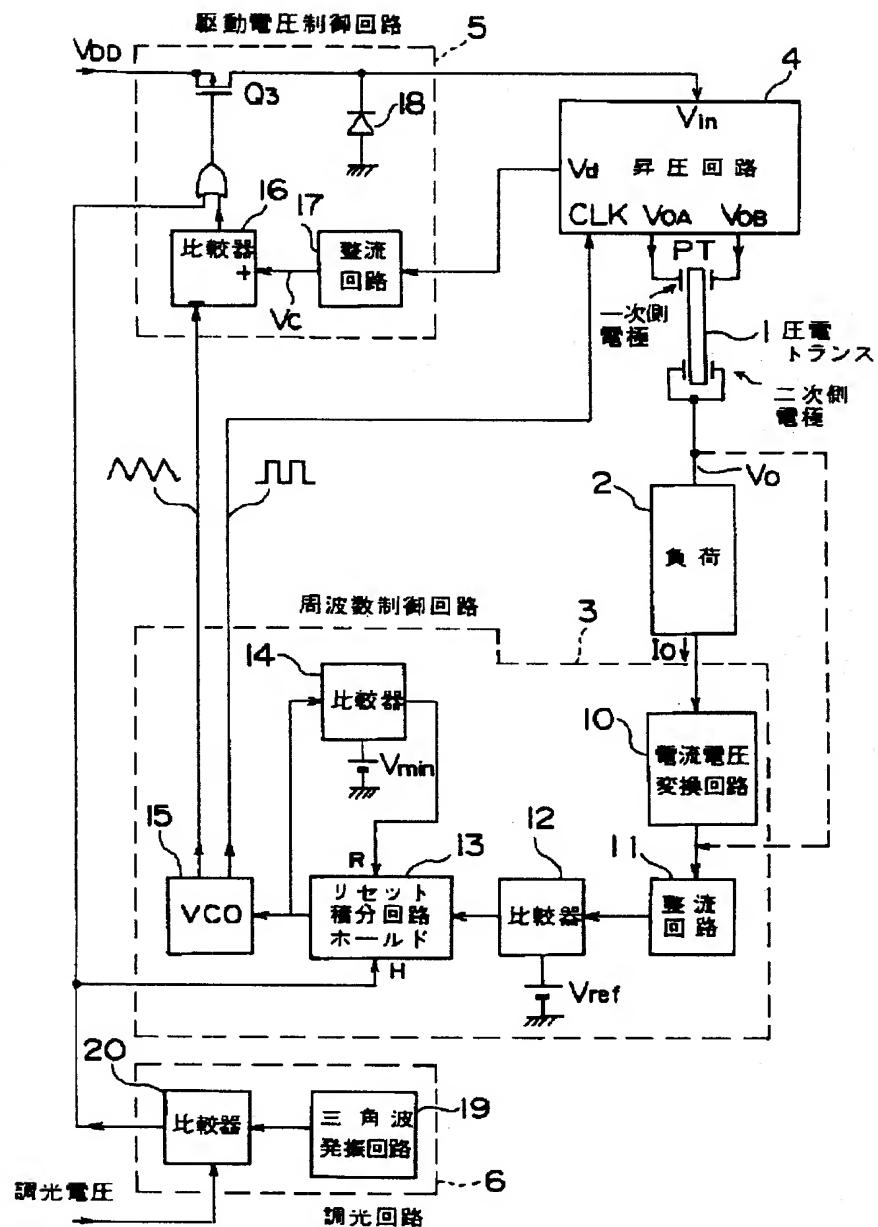
【図1】



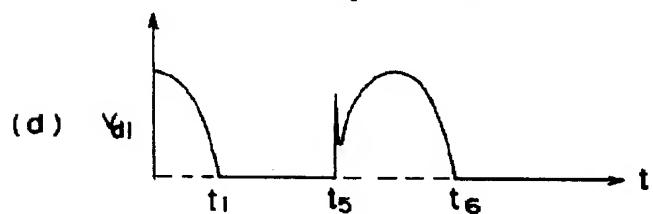
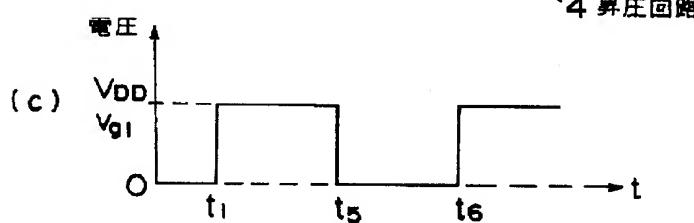
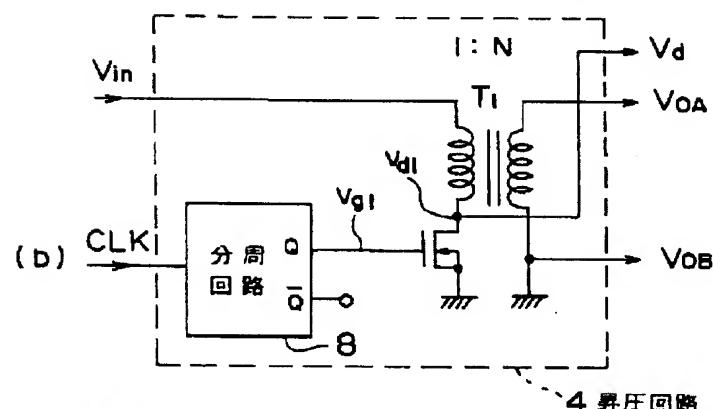
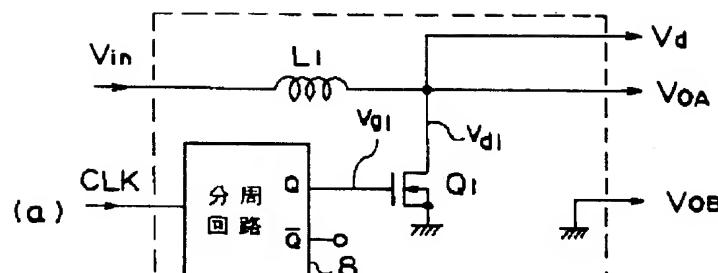
【図2】



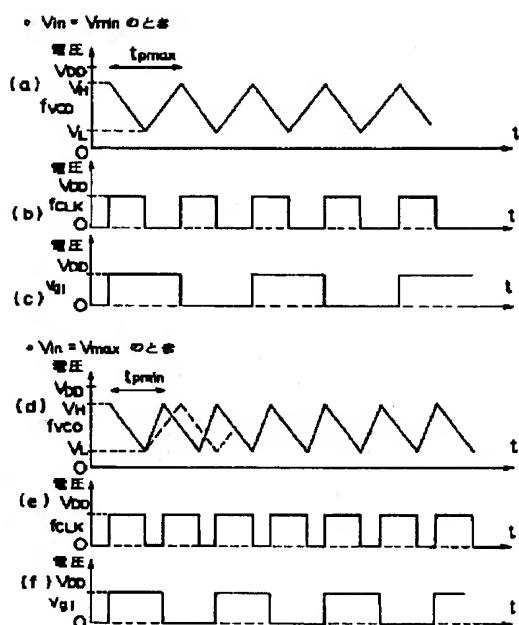
【図3】



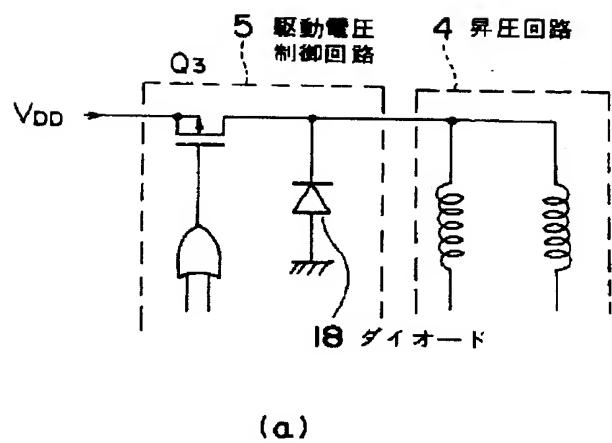
【図4】



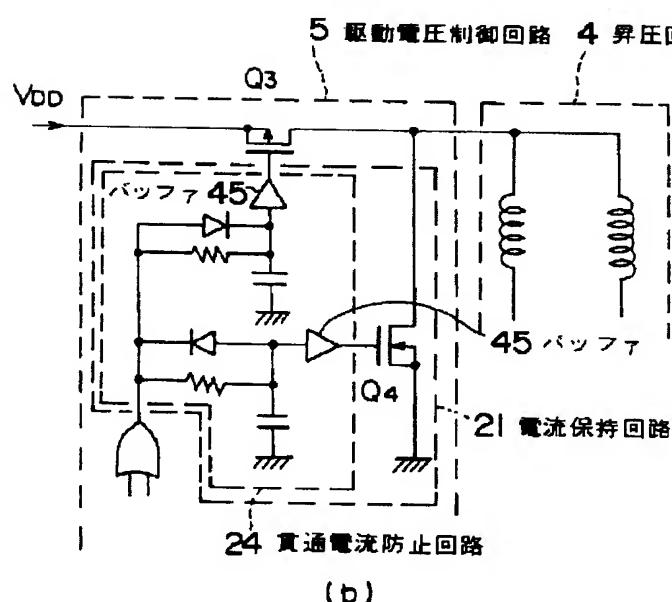
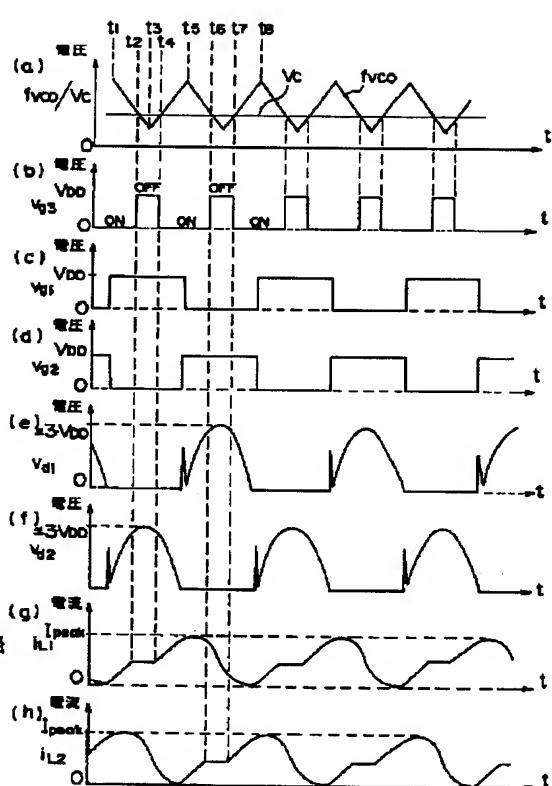
【図7】



【図5】

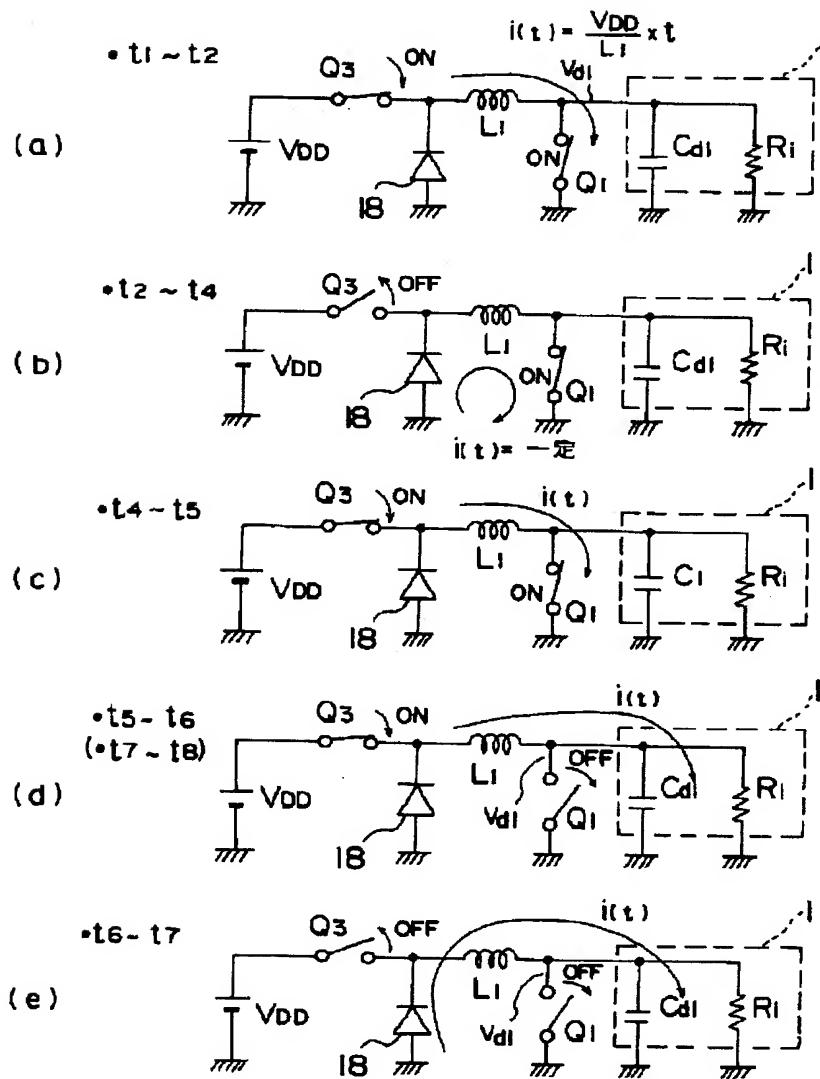


【図8】

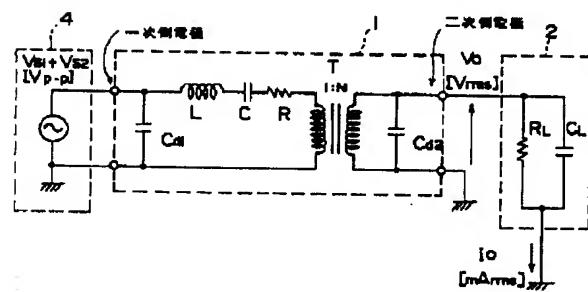


(b)

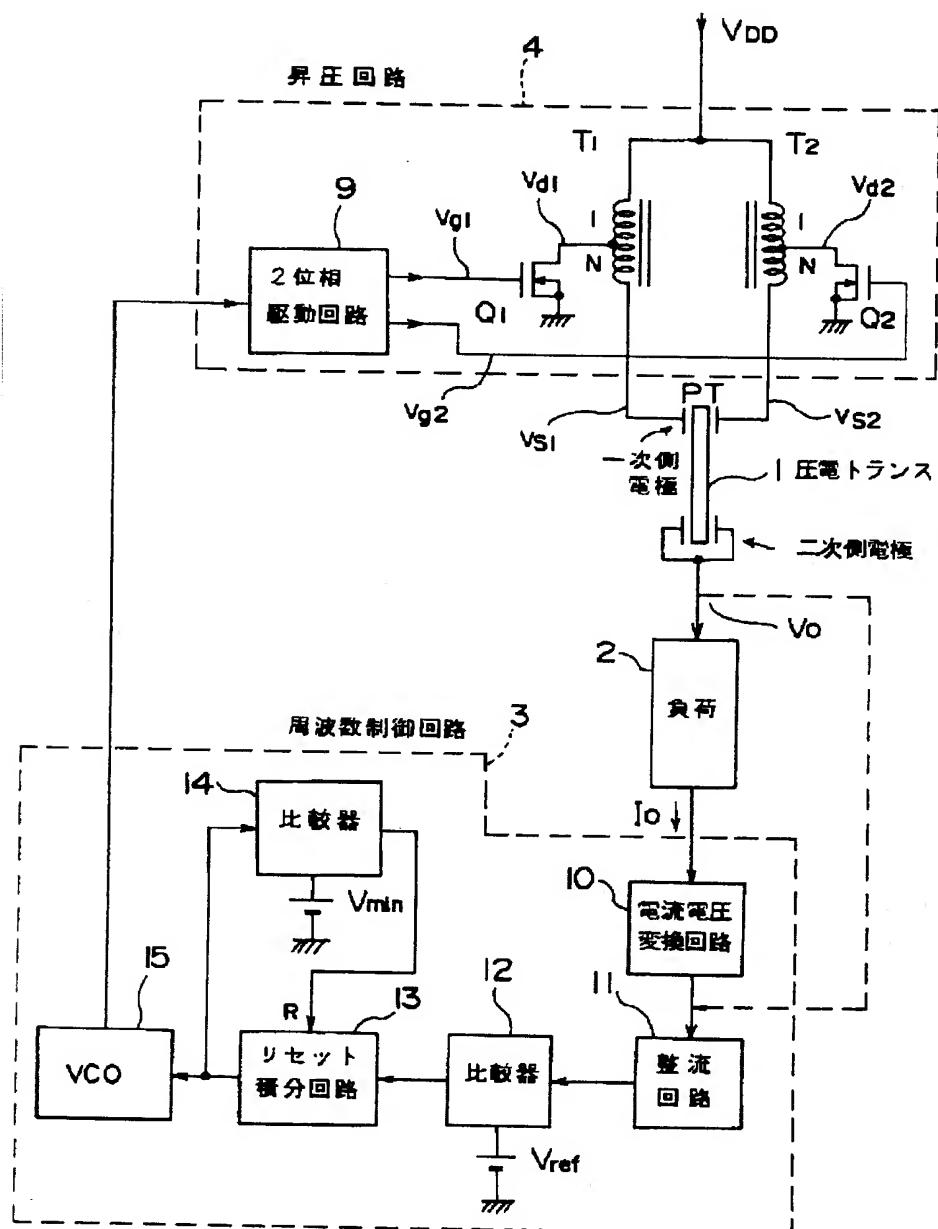
【図9】



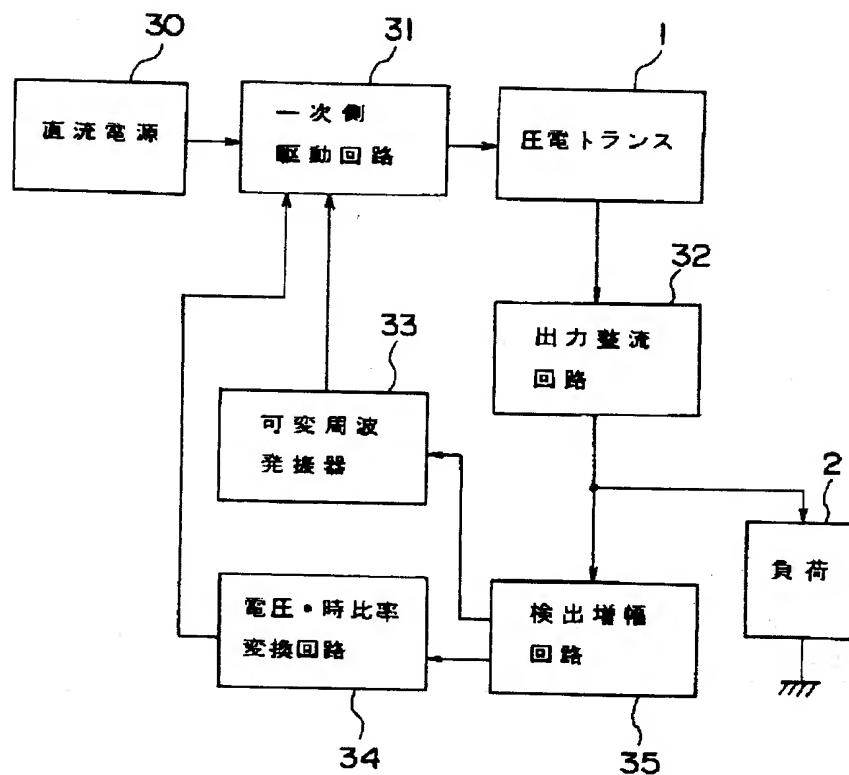
【図14】



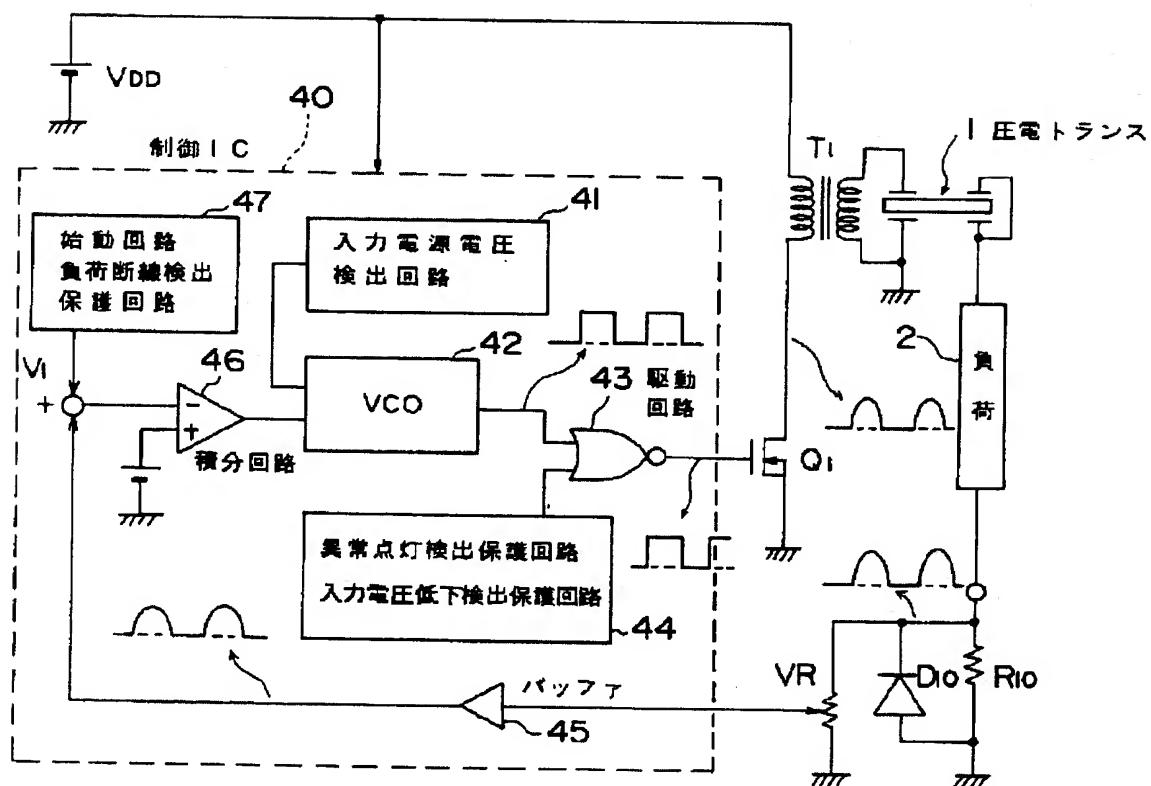
【図10】



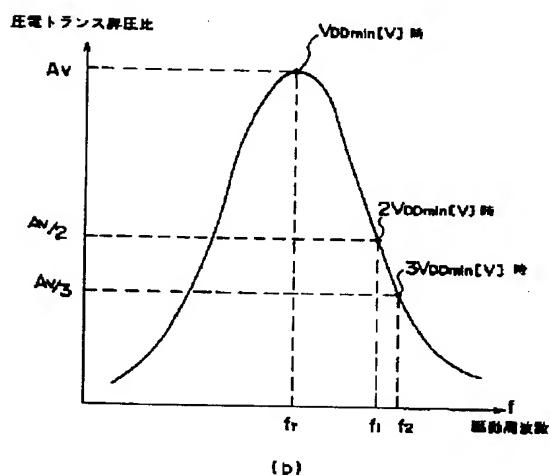
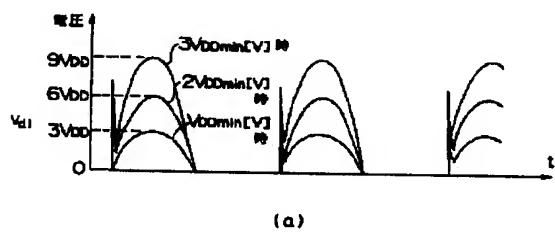
【図11】



【図12】



【図13】




---

フロントページの続き

(51) Int. Cl. 6  
H 05 B 41/02  
41/29

識別記号 厅内整理番号  
F I  
H 05 B 41/29  
H 01 L 41/08

技術表示箇所  
C  
A

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

## DETAILED DESCRIPTION

---

### [Detailed Description of the Invention]

#### [0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the piezoelectric transformer actuation circuit which can perform high actuation of effectiveness, even when especially input voltage is changed in the large range about the piezoelectric transformer actuation circuit for changing an electrical potential difference using a piezoelectric transformer component.

#### [0002]

[Description of the Prior Art] Generally a piezoelectric transformer is an electrical-potential-difference sensing element which takes out the electrical potential difference which was made to generate mechanical vibration using the piezoelectric effect of a piezoelectric device, and was changed from the secondary electrode side. this -- electromagnetism -- it is the component for which it uses as an inverter which makes a cold cathode tube turn on or which has the description which can attain miniaturization and thin shape-ization as compared with a transformer, and attracts attention as a high voltage power supply.

[0003] This invention is used in case it constitutes about the actuation circuit of this piezoelectric transformer as the inverter which changes DC power supply into the high tension of an alternating current, and a DC to DC converter changed into the high tension of a direct current. For example, it is necessary to input the direct current voltage of 5 [V] to 20 [V] into an inverter, and to change and supply it to the alternating current whose tube voltage is about 500 [Vrms] and whose tube electric currents are about 5 [mA rms] and frequency 100 [kHz] extent to the cold cathode tube of 3mm of 220mm tube diameters phi of tube lengths used as a load as input voltage, in the case where it is used for the back light for the electrochromatic displays for 9.4 inches. Moreover, it is necessary to obtain the direct current voltage of about 1 [kV] to 5 [kV] extent from the DC power supply of 24 [V] extent with the power source for static electricity generating of a laser beam printer.

[0004] In the actuation circuit of this kind of piezoelectric transformer, that technique is indicated as a well-known thing as Japanese Patent Application No. 7-69207 by the invention-in-this-application person. It is the inverter which drawing 10 is the block diagram, and consists of a piezoelectric transformer 1, a booster circuit 4 which drives this with alternating voltage, and a frequency control circuit 3 for driving a piezoelectric transformer 1 near resonance frequency, and controlling it to a fixed output, impresses the direct-current input voltage VDD, and outputs alternating voltage V0 [Vrms] to a load 2. If the driver voltage of the sine wave which is resonance frequency is applied to the upstream electrode of a piezoelectric transformer 1, a piezoelectric transformer 1 will begin a mechanical oscillation. The piezoelectric transformer 1 has the pressure-up ratio which becomes settled in the configuration, and is the component which can be taken out from a secondary electrode as alternating voltage to which only the pressure-up ratio became high.

[0005] The example of the booster circuit 4 which applies alternating voltage to drawing 14 at a piezoelectric transformer 1 and this, and the electric equal circuit by the load 2 is shown. A piezoelectric transformer 1 is AV by resonance circuit and ideal transformer T according the driver voltage inputted from the primary lateral electrode to the equal circuit of LCR. It can have a pressure-up ratio and the electrical potential difference which carried out pressure up to the secondary electrode can be outputted. Although a piezoelectric transformer 1 generates parasitic oscillation when a piezoelectric transformer 1 is driven of components other than resonance frequency, only a resonance frequency component can be taken out, but it becomes loss of energy, and the effectiveness of a piezoelectric transformer 1 is made to fall in secondary.

Therefore, it is important to drive a piezoelectric transformer 1 by the sine wave which does not contain any components other than resonance frequency. a moreover coil and electromagnetism -- since the sine wave of an electrical potential difference higher than the supply voltage inputted by the transformer can be generated, there is an advantage which can be operated with lower input voltage.

[0006] then -- the booster circuit 4 of drawing 10 -- electromagnetism -- it is made to resonate with the inductance of a transformer, a sine wave is generated, and the piezoelectric transformer 1 is driven. drawing 10 -- the primary lateral electrode of a piezoelectric transformer 1 -- electromagnetism -- a transformer T1 and T2 the clock of the opposite phase which connected as an autotransformer and was outputted from 2 phase actuation circuits 9 -- a transistor Q1 and Q2 alternation -- an ON state -- becoming -- electromagnetism -- a transformer T1 and T2 A current is charged from the source VDD of direct-current input voltage as sink electromagnetic energy to the upstream.

[0007] A transistor Q1 and Q2 If it becomes off, the charged energy will be emitted and the electrical potential difference higher than supply voltage as electrical-potential-difference energy will be generated. This is set up so that it may become the input equivalent capacity Cd1 and the voltage resonance wave which were seen from the upstream of the piezoelectric transformer 1 of drawing 14 , and it becomes a half wave sine wave about 3 times the peak voltage of the direct-current input voltage VDD. this half wave sine wave Vd1 [Vo-p] and Vd2 [Vo-p] -- electromagnetism -- a transformer T1 and T2 Pressure up is carried out to an N+1 time as many winding ratio as this by secondary, and similarly it is set to the half wave sine wave Vs1 [Vo-p] and Vs2 [Vo-p], and is impressed by the upstream electrode of a piezoelectric transformer 1.

[0008] The sine wave of the half wave from which these two phases differ turns into a sine wave of amplitude Vs1+Vs2 [\*\*\*\*-p] equivalent, vibrates a piezoelectric transformer 1, and is outputted as alternating voltage V0 [Vrms] which becomes settled with the configuration of a piezoelectric transformer 1 from a secondary electrode and by which pressure up was carried out.

[0009] This alternating voltage V0 [Vrms] is impressed to a load 2, and alternating current I0 [mA<sub>rms</sub>] (or alternating voltage V0 [Vrms]) goes into the frequency control circuit 3. This frequency control circuit 3 is a circuit which performs processing suspended on the frequency from which the drive frequency which drives a piezoelectric transformer 1 to 2 phase actuation circuits 9 was generated, the sweep of drive frequency was continued until the alternating current I0 [mA<sub>rms</sub>] (or alternating voltage V0 [Vrms]) outputted from a piezoelectric transformer 1 became a predetermined value, and the predetermined value was acquired.

[0010] The interior of this frequency control circuit 3 consists of the current potential conversion circuit 10, a rectifier circuit 11, a comparator 12, an integrating circuit 13, a comparator 14, and VCO (voltage controlled oscillator)15. It is changed into a voltage signal by the current potential conversion circuit 10, and is rectified further in a rectifier circuit 11, and the alternating current

$I_{0}$  [mA<sub>rms</sub>] which flows for a load 2 first is inputted into a comparator 12 as a detecting signal of a direct current. It is reference voltage  $V_{ref}$  at this comparator 12. It is compared, and when the detection signal level is smaller, the signal of a high level is outputted to an integrating circuit 13. This integrating circuit 13 is constituted so that it may fall at a rate that the period and output voltage as which the electrical potential difference of a high level was inputted are fixed, and the output voltage of this integrating circuit 13 is inputted into VCO15. VCO15 is a voltage controlled oscillator which outputs the pulse of the frequency proportional to the input control voltage, and drives a piezoelectric transformer 1 on the frequency of this VCO15. Then, the direction of a detection signal level is reference voltage  $V_{ref}$ . When small, drive frequency will continue falling.

[0011] It is the resonance frequency  $f_r$  of a piezoelectric transformer 1 to carry out the sweep of the drive frequency from a high region side. The detecting signal which is because the high frequency domain was used and is an output signal of a rectifier circuit 11 is reference voltage  $V_{ref}$ . It is set up in the direction in which a frequency will fall if low, and is resonance frequency  $f_r$ . Since the pressure-up ratio of a piezoelectric transformer 1 increases as it approaches, alternating current  $I_{0}$  [mA<sub>rms</sub>] (or alternating voltage  $V_0$  [V<sub>rms</sub>]) will increase in time. The electrical potential difference inputted into a comparator 12 in this condition is reference voltage  $V_{ref}$ . When it exceeds, the integral control action of an integrating circuit 13 stops with this signal, the output of a comparator 12 is on a low side, and that output signal remains maintaining an electrical potential difference just before being set to a low henceforth. Therefore, since the output frequency of VCO15 becomes fixed and a piezoelectric transformer 1 is also driven by fixed drive frequency, the alternating current  $I_{0}$  [mA<sub>rms</sub>] (or alternating voltage  $V_0$  [V<sub>rms</sub>]) outputted from a piezoelectric transformer 1 is kept constant.

[0012] Naturally the case where the direct-current input voltage  $V_{DD}$  below rating is inputted, and time amount until the cold cathode tube used as a load 2 starts discharge can supply predetermined alternating current  $I_{0}$  [mA<sub>rms</sub>] (or alternating voltage  $V_0$  [V<sub>rms</sub>]) to a load 2. Then, since the drive frequency of VCO15 will fall below to the resonance frequency of a piezoelectric transformer, when the direct-current input voltage  $V_{DD}$  rose after that more than rating, or when the cold cathode tube of a load 2 starts discharge, the pressure-up ratio of a piezoelectric transformer 1 will be lacking, and the condition that a predetermined output cannot be supplied will follow a load 2. So, when drive frequency has fallen to the lowest frequency of VCO15, it is necessary to newly return drive frequency to a high region side from the resonance frequency of a piezoelectric transformer 1. This actuation is explained below.

[0013] When predetermined alternating current  $I_{0}$  [mA<sub>rms</sub>] (or alternating voltage  $V_0$  [V<sub>rms</sub>]) cannot be supplied to a load 2, the output of a comparator 12 serves as as [ high level ], and drive frequency continues falling below to resonance frequency. Then, reference voltage  $V_{min}$  set as the value with which the output voltage of an integrating circuit 13 is equivalent to the lowest frequency of VCO15 If it becomes below, the output of a comparator 14 will be set to a high level, and will output a reset signal to an integrating circuit 13. The above-mentioned actuation will be repeated until an integrating circuit 13 becomes a maximum voltage by this signal, drive frequency turns into the highest frequency of VCO15 and predetermined alternating current  $I_{0}$  [mA<sub>rms</sub>] (or alternating voltage  $V_0$  [V<sub>rms</sub>]) is obtained by the load 2.

[0014] So, a predetermined output can be supplied, when the direct-current input voltage  $V_{DD}$  was recovered on the electrical potential difference more than rating, or when the cold cathode tube used as a load 2 starts discharge.

[0015] Thus, when input voltage is more than rating, since fixed alternating current  $I_{0}$  [mA<sub>rms</sub>]

(or alternating voltage V0 [Vrms]) is outputted to a load 2, the output of fixed alternating current (or alternating voltage) can be obtained to fluctuation of ambient temperature, supply voltage, and a load.

[0016] JP,4-210733,A is known as a well-known example by other conventional techniques. This is the output-control approach of the high frequency DC to DC converter which used the piezoelectric transformer, as shown in the block diagram of drawing 11, and in order to make the actuation wave of a piezoelectric transformer 1, it has made alternating voltage from DC power supply 30 by the upstream actuation circuit 31. The piezoelectric transformer 1 driven with this alternating voltage outputs the alternating voltage which carried out pressure up to the output rectifier circuit 32. The electrical potential difference which was flowing in one direction by this output rectifier circuit 32 is supplied to a load 2. On the other hand, the direct-current-power electrical potential difference of the output rectifier circuit 32 can stabilize the direct current voltage which inputs into the detection amplifying circuit 35, carries out detection magnification, adjusts the frequency in addition to a variable frequency oscillator 33, adjusts the pressure-up ratio of a piezoelectric transformer 1, is made to feed back from the detection amplifier 35, and is supplied to a load 2.

[0017] In order that the resonance mold converter may be used for the upstream actuation circuit 31 of drawing 11 so that zero bolt switching (ZVS) of driver voltage or actuation current zero current switching (ZCS) may be performed, and it may control the duty ratio (at the time ratio) of a switching element (not shown) and may adjust the timing of switching of the upstream actuation circuit 31, it controls the timing of ON and OFF by the ratio conversion circuit 34 at the time of electrical-potential-difference -, makes the sine wave of a half wave, and is driving the piezoelectric transformer 1.

[0018] As the still more nearly same conventional technique as the configuration of this drawing 11, the report of the Nikkei electronics and the November 7, 1994 issues (NO.621) P147-P157 is known. This is an inverter which carries out pressure up of the direct-current input voltage, and supplies alternating voltage to a load 2 as shown in the block diagram of drawing 12.

[0019] drawing 12 -- electromagnetism -- transformer T1 Transistor Q1 It is used and a forward mold converter is constituted, a duty ratio is controlled, zero current switching (ZCS) is performed, the sine wave of a half wave is made, driver voltage is impressed to a piezoelectric transformer 1, and the alternating current output voltage which carried out pressure up with the piezoelectric transformer 1 is impressed to the cold cathode tube of a load 2. After transforming into the voltage waveform of the sine wave of a half wave the current which flowed for the load 2 by R10 and D10, it is inputted into control IC 40. It passes along a buffer 45, and it changes into direct current voltage in an integrating circuit 46, inputs into VCO42, the drive frequency of a piezoelectric transformer 1 is made, and it is the actuation circuitQ1 at 43. It drives. In this way, controlling the drive frequency of a piezoelectric transformer 1 and changing the pressure-up ratio of a piezoelectric transformer 1, it is constituted so that the current of a load 2 can be controlled. In addition to this, there are a start-up circuit, the load open-circuit detection protection network 47, the input power electrical-potential-difference detector 41 and an abnormality burning detection protection network, and an input voltage lowering detection protection network 44 in control IC 40, and it operates as a protection network which stops actuation of the inverter of drawing 12 at the time of the abnormalities of supply voltage or a load.

[0020]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] There is the following trouble in the well-known

technique by drawing 10. Here, when the cold cathode tube is connected as a load of a piezoelectric transformer, in order to stabilize the brightness of a cold cathode tube, drive frequency is controlled, the pressure-up ratio of a piezoelectric transformer is made to fluctuate, and it is controlling so that the current which flows to a cold cathode tube becomes a predetermined value.

[0021] Generally, a piezoelectric transformer shows the greatest effectiveness in near resonance frequency, and it has the inclination for the effectiveness which transmits the input power from the upstream to secondary to fall as it separates from this frequency.

[0022] Therefore, since it will become the drive frequency near [ by the graph of drawing 13 (b) ] resonance frequency if the effectiveness of a piezoelectric transformer makes it operate on the maximum frequency, a piezoelectric transformer is the greatest pressure-up ratio Av. It will operate. When the driver voltage of a piezoelectric transformer falls here, the tube electric current like the point can be maintained.

[0023] Peak voltage Vs1 of the driver voltage of the piezoelectric transformer 1 by drawing 10 [Vo-p] Transistor Q1 Peak voltage Vd1 of a drain electrical potential difference [Vo-p] Although it is proportional, since this electrical potential difference turns into the input voltage VDD about 3 times the peak voltage of a direct current like drawing 13 (a), it will be proportional also to VDD. Then, when direct-current input voltage is the minimum input voltage (VDDmin [V]), drive frequency is the resonance frequency fr of a piezoelectric transformer. Becoming, a piezoelectric transformer will operate at high effectiveness.

[0024] When direct-current input voltage rises, the drive frequency of a piezoelectric transformer 1 will be moved from resonance frequency to a high frequency, and control which changes into the low condition of a pressure-up ratio, and supplies a fixed current to a secondary load will be performed. for example, drive frequency f1 from which the pressure-up ratio of a piezoelectric transformer 1 will become half if input voltage is set to 2VDDmin(s) [V] which are twice the aforementioned minimum input voltage controlling -- 3 times as many 3VDDmin(s) as this [V] it is -- frequency f2 which becomes the pressure-up ratio of 1/3 It will operate.

[0025] So, when operating a piezoelectric transformer by drive frequency with bad effectiveness when the supply voltage supplied to this actuation circuit is a high electrical potential difference according to this control approach was not avoided but it operated in the input range of a large power source, it had the fault to which average effectiveness falls.

[0026] Moreover, a transistor Q1 and Q2 Pressure-proofing needed to be raised so that breakdown might not be generated in the peak voltage generated when the direct-current input voltage VDD is max, when input voltage range was wide, the pressure-proof high transistor was needed, it became the cause by which on resistance increased and effectiveness fell, and there was a trouble leading to a cost rise.

[0027] Since drive frequency will be raised as other troubles in order to lower the pressure-up ratio of a piezoelectric transformer 1 if direct-current input voltage VDD is made high, before it becomes impossible for an actuation wave to maintain a voltage resonance wave and the upstream electrical potential difference of a piezoelectric transformer becomes zero, it is a transistor Q1 and Q2. It is turned on and the phenomenon of stopping satisfying zero bolt switching (ZVS) occurs.

[0028] a transistor Q1 and Q2 \*\*\*\* -- a big current -- flowing -- generation of heat -- large -- becoming -- just -- being alike -- since it became the cause which damages a transistor, there was an upper limit in enlarging input voltage range. [ then, ]

[0029] It becomes difficult for input voltage range to cross greatly about (for it to be 8-16 [V] at

direct current voltage) 2-time input voltage range generally by these limits. on the other hand -- electromagnetism -- it had a fault -- the thing using a transformer being able to take large drive frequency, and an inverter and a DC to DC converter using [ since it is necessary to drive neither a voltage resonance mold nor a current resonance mold further, can also take about (it is 5-20 [V] at direct current voltage) 3 to 4-time input voltage range and ] the piezoelectric transformer compared with it have a narrow input voltage range, and an application is restricted.

[0030] Also in the actuation circuit of the piezoelectric transformer of drawing 12 with JP,4-210733,A of drawing 11 of the well-known example by other conventional techniques, and the report of the Nikkei electronics and the November 7, 1994 issues (NO.621) P147-P157, the resonance frequency range of a piezoelectric transformer be narrow, drive frequency be change only about several% for a high property, and Q can hardly change ON of the transistor of the forward mold converter of 1 transistor mold, and the duty ratio of OFF, either. Therefore, since the phenomenon in which the driver voltage of a piezoelectric transformer becomes large in proportion to input voltage is the same, the trouble that the drive frequency of a piezoelectric transformer must be separated from resonance frequency, and must be made to drive in the low field of a pressure-up ratio is the same.

[0031] if it is furthermore these conventional methods -- input voltage -- the time of max -- setting -- electromagnetism -- since [ which does not generate magnetic saturation according to the current which flows to the upstream of a transformer ] it is necessary to set up like -- electromagnetism -- it is necessary to use what has allowances in the capacity of a transformer electromagnetism -- since the current which flows to the transformer upstream is proportional to input voltage, if the input voltage of an actuation circuit doubles -- electromagnetism -- the electromagnetism which can pass a twice as many current as this as compared with the case where the current which flows to a transformer doubles and it is made to operate only on the minimum electrical potential difference -- a transformer is needed.

[0032] general -- electromagnetism -- in order to pass a large current to a coil so that a transformer may not carry out magnetic saturation, there was a fault which a configuration enlarges. a piezoelectric transformer -- electromagnetism -- although it can be made a configuration thinner than a transformer -- the electromagnetism for actuation -- when the transformer was enlarged, there was a trouble which cannot harness the description and cannot do a thin inverter or a thin power source.

[0033] As mentioned above, by the Prior art, in order to make it operate in a large input voltage range, there was a fault which effectiveness falls or an actuation circuit enlarges, and there was a trouble which cannot enlarge input voltage range.

[0034] Moreover, in considering as the high voltage power supply which makes the back light which used the cold cathode tube for the load turn on, in order to change the brightness of a back light, it is necessary to control the current value which flows to a cold cathode tube. When a cold cathode tube has upwards the property of the negative resistance which an impedance will increase if a tube electric current value becomes small and expresses in an electric equal circuit, it is constituted by a resistance component and the capacity component.

[0035] If the absolute value of the current which flows to this cold cathode tube becomes small, the current which flows to stray capacity cannot be disregarded, but a difference will occur in the current value of the high-tension side of a cold cathode tube, and the low-tension side. Then, nonconformity will be generated, when brightness becomes an ununiformity and constitutes a back light.

[0036] So, in order to change brightness a lot, the following burst modulated light method (or

PWM control-ulse width Modulation) is learned. This is a predetermined period (for example, it is the technique to which it is made to blink by 210 [Hz], the ratio of the burning time amount and lights-out is changed, and brightness is reduced equivalent.) which does not impress a flicker for the tube electric current of a cold cathode tube in human being's eyes.

[0037] In order to adopt this burst modulated light method with the well-known technique by JP,7-69207,A of drawing 10 , it is two transistors Q1 and Q2. Although it is necessary to stop periodically the actuation wave which is made to suspend the actuation turned on and turned off by turns, and is inputted into a piezoelectric transformer Since one side of the inductance of a load is released, in order to emit the current energy stored in this as electrical-potential-difference energy, a far larger electrical-potential-difference surge than the driver voltage of a piezoelectric transformer is generated.

[0038] Then, it needed to protect like and there was a fault for which the protection network using zener diode etc. which does not carry out breakdown for a transistor is needed.

[0039] Even if the object of this invention solves these technical problems and it is a large input voltage range, it is the possible small thin shape of operating efficiently, and it is in offering the piezoelectric transformer actuation circuit which can moreover constitute the unnecessary burst modulated light method of a protection network.

[0040]

[Means for Solving the Problem] The configuration of the piezoelectric transformer actuation circuit of the extensive input voltage range by this invention The piezoelectric transformer which outputs the alternating voltage inputted from the upstream to secondary using the piezo-electric effect, The first coil and first transistor which were connected to one electrode of the upstream electrode of said piezoelectric transformer, The second coil and second transistor which connected one side to the upstream electrode of another side of said piezoelectric transformer, The pressure-up means which consisted of frequency dividers which drive the second transistor by turns for a start [ these ], The third transistor and current maintenance means which were connected to the power source on another side of said first and the second coil are connected, respectively. By turning on said third transistor and turning off a duty ratio within the ON time amount of said first or the second transistor, by the signal which carried out adjustable So that the driver voltage control means which controls the driver voltage of said piezoelectric transformer on a predetermined electrical potential difference, and the said first and second transistor drive frequencies may be changed and the predetermined output current or output voltage may be obtained from the secondary electrode of said piezoelectric transformer It is characterized by consisting of frequency control means to control the pressure-up ratio of said piezoelectric transformer.

[0041] Moreover, it is characterized by constituting said current maintenance means by diode in this invention.

[0042] Furthermore in this invention, said current maintenance means is constituted by the transistor, and it is characterized by switching to said the third transistor and exclusion target.

[0043] By turning off the third transistor in time sharing in this invention, the input voltage of said piezoelectric transformer is stopped and it is characterized by carrying out adjustable [ of the actual value of the alternating current supplied to the load connected to said piezoelectric transformer, or alternating voltage ].

[0044] Moreover, the configuration of the piezoelectric transformer actuation circuit of other extensive input voltage range of this invention The piezoelectric transformer which outputs the alternating voltage inputted from the upstream to secondary using the piezo-electric effect, The

first autotransformer which connected the secondary terminal to one electrode of the upstream electrode of said piezoelectric transformer, and connected the medium terminal to the first transistor, The second autotransformer which connected the secondary terminal to the upstream electrode of another side of said piezoelectric transformer, and connected the medium terminal to the second transistor, The pressure-up means which consisted of frequency dividers which drive the second transistor by turns for a start [ these ], The third transistor and current maintenance means which were connected to the power source are connected to each upstream terminal of said first and the second autotransformer. The driver voltage control means which controls the driver voltage of said piezoelectric transformer on a predetermined electrical potential difference by turning on said third transistor and turning off a duty ratio within the ON time amount of said first or the second transistor by the signal which carried out adjustable, It is characterized by consisting of frequency control means to control the pressure-up ratio of said piezoelectric transformer so that the drive frequency of said first and the second transistor may be changed and the predetermined output current or output voltage may be obtained from the secondary electrode of said piezoelectric transformer.

[0045] Moreover, it is characterized by constituting said current maintenance means by diode in this invention.

[0046] Furthermore in this invention, said current maintenance means is constituted by the transistor, and it is characterized by switching to said the third transistor and exclusion target.

[0047] Moreover, by turning off the third transistor in time sharing in this invention, said piezoelectric transformer input voltage is stopped and it is characterized by carrying out adjustable [ of the actual value of the alternating current supplied to the load connected to said piezoelectric transformer, or alternating voltage ].

[0048] Furthermore the configuration of the piezoelectric transformer actuation circuit of other extensive input voltage range of this invention The piezoelectric transformer which outputs the alternating voltage inputted from the upstream to secondary using the piezo-electric effect, A pressure-up means with the coil which turns on the first transistor within 1 actuation period of said piezoelectric transformer, inputs current energy from a power source, turns off said first transistor, and is outputted to said piezoelectric transformer upstream as electrical-potential-difference energy, Within the time amount which said first transistor which has the current maintenance means and the second transistor which were connected to another side of said coil, and was connected to one side of said coil into 1 actuation period of said piezoelectric transformer turns on The driver voltage control means which the duty ratio to which a current maintenance means to hold the current which turns on and turns off said second transistor and flows in said coil operates is changed, and controls the driver voltage of said piezoelectric transformer on a predetermined electrical potential difference, It is characterized by having a frequency control means to control the pressure-up ratio of said piezoelectric transformer so that the drive frequency of said pressure-up means may be changed and the predetermined output current or output voltage may be obtained from the secondary electrode of said piezoelectric transformer.

[0049] Moreover, it is characterized by impressing the electrical potential difference which carried out pressure up from said coil to said piezoelectric transformer with the secondary coil magnetically combined with said coil in this invention.

[0050] It is characterized by furthermore constituting said current maintenance means by diode in this invention.

[0051] Moreover, said current maintenance means is constituted by the third transistor in this

invention, and it is characterized by switching to said the second transistor and exclusion target. [0052] By turning off said second transistor in time sharing in this invention, it is characterized by carrying out adjustable [ of the alternating voltage supplied to the load which was made to stop the input voltage of said piezoelectric transformer, and was connected to the piezoelectric transformer, or the actual value of alternating current ].

[0053] even if it changes the electrical potential difference inputted as a power source by the configuration of this invention -- a coil and electromagnetism -- since the maximum of a current inputted into the transformer upstream is controlled uniformly, it is effective in the electrical potential difference of the sine wave which drives a piezoelectric transformer being kept constant, and since drive frequency can drive near resonance frequency also with large input voltage, there is an operation to which effectiveness does not get worse.

[0054] moreover -- even if input voltage becomes large -- electromagnetism -- since the maximum of a current which flows to the transformer upstream is uniformly controllable -- electromagnetism -- there is an operation which does not need to use what has allowances in the capacity of a transformer, and can use a small thin thing.

[0055] Furthermore, since drive frequency does not change by change of input voltage, the actuation wave of a piezoelectric transformer does not change but the conditions of zero bolt switching (ZVS) are maintained, even when input voltage becomes large, generation of heat of a transistor can be prevented, and decline in effectiveness and breakage of a transistor can be prevented.

[0056] Since the power of an actuation circuit can be easily disconnected if the transistor by the side of input power is turned OFF when making the actuation circuit of a piezoelectric transformer into a idle state, actuation of an inverter or a DC to DC converter is suspended, and there is an operation which can be changed into the condition of a low power.

[0057] moreover -- if PWM control of the transistor of a power-source input side carries out when using it as an inverter for back lights which used the cold cathode tube for the load, performing burst modulated-light control which makes the tube electric current a idle state periodically and changing the brightness of a cold cathode tube -- the coil of a piezoelectric transformer for resonance, or electromagnetism -- since the actuation wave of a piezoelectric transformer can stop in the form where a transformer does not generate high voltage, there is an operation which can omit protection networks, such as zener diode.

[0058]

[Embodiment of the Invention] Next, this example is explained with reference to a drawing.

Drawing 1 is a block diagram by 1 of operation by this invention gestalt.

[0059] The gestalt of this operation by drawing 1 constitutes the inverter with four circuit blocks greatly. First, the alternating current  $I_0$  which flows the load 2 connected to the secondary electrode of a piezoelectric transformer 1 [Vrms] Or the frequency control circuit 3 which controls the drive frequency of a piezoelectric transformer 1 in order to detect the alternating voltage  $V_0$  [Vrms] to impress and to hold these to a predetermined value, The booster circuit 4 which is made to generate the AC signal of the drive frequency made from direct-current input voltage (VDD) by the frequency control circuit 3, and is impressed to the upstream electrode of a piezoelectric transformer 1, The driver voltage of the sine wave impressed to this piezoelectric transformer 1 consists of a driver voltage control circuit 5 for controlling to a predetermined value, and a modulated light circuit 6 for carrying out PWM control of the current value which flows for a load 2, even if direct-current input voltage (VDD) changes. This configuration is fundamentally equivalent to what added the driver voltage control circuit 5 and the modulated

light circuit 6 to the configuration by the conventional technique of drawing 10 .

[0060] the driver voltage control circuit 5 -- a comparator 16, a rectifier circuit 17, diode 18, and transistor Q3 from -- it constitutes -- having -- \*\*\*\* -- the coil L1 of a booster circuit 4, and L2 The peak current value to supply is the circuit which does not change with direct-current input voltage VDD and which controls like and controls the driver voltage of a piezoelectric transformer 1 to a predetermined value. In the case of the conventional technique shown in drawing 10 , the drive frequency of VCO15 was the same as drive frequency, but at this example, the oscillation frequency of VCO15 of the frequency control circuit 3 is the chopping sea fvco twice the frequency of the drive frequency of a piezoelectric transformer 1 (2xf). Similarly it is the square wave fCLK of frequency 2xf. It constitutes so that it may output. The square waves Vg1 and Vg2 to which carrying out dividing to one half only carried out phase inversion of the frequency of 2xf(s) for this wave by the frequency divider 8 of a booster circuit 4 are outputted, and it is a transistor Q1 and Q2. It is made to switch by turns.

[0061] The circuit diagram of VCO15 by drawing 1 is shown in drawing 6 , and this actuation is explained in order. Control voltage Vin is the minimum electrical potential difference Vmin. In the case of H level with the output of a comparator 22 equal to the DC-power-supply electrical potential difference VDD which is a case, it is Rosc to the inversed input terminal of amplifier 23. It leads and is a current I1. Since it flows in, the electrical potential difference of an inversed input terminal rises. Since the reference voltage Vref2 of the abbreviation one half of the direct-current input voltage VDD is connected to the non-inversed input terminal of amplifier 23 and it becomes higher than the electrical potential difference of the inversed input terminal of amplifier 23, the output of amplifier 23 is a power source I1. An electrical potential difference continues falling so that an equal current may flow in. Since amplifier 23 is stabilized with the current from which the potential difference of the inversed input terminal and non-inversed input terminal of amplifier 23 becomes zero, it is  $I1 = -I2$ . It becomes. Moreover, it is Q7 when a comparator 22 is H level. Since it is turned on, it is Q6. It is turned off and is Q6. It will be in the condition that collector current Iin does not flow.

[0062] Then, the output voltage of amplifier 23 is Cosc. It leads and is constant current  $I1 = -I2$ . In order to pass, it will continue falling at a fixed rate in time. Moreover, it is R2 when the output of a comparator 22 is H level. One side is set to VDD and it is R2. While I will accept it, it connects with the non-inversed input terminal of a comparator 22, and is R1 further. It becomes the form which leads and is connected to the output of amplifier 23. Then, it is an electrical potential difference between the output voltage of amplifier 23, and a power source R1 R2 Since the electrical potential difference pressured partially is impressed to the non-inversed input terminal of a comparator 22, according to the output voltage of amplifier 23 declining, the electrical potential difference of the non-inversed input terminal of a comparator 22 will also continue falling.

[0063] Then, the output voltage of amplifier 23 is VL. It is R1 so that the electrical potential difference of the non-inversed input terminal of a comparator 22 may become [ the electrical potential difference of an inversed input terminal ] equal to reference voltage Vref2, when set to [V]. R2 Since it has set up, the output voltage of a comparator 22 will be reversed on L level. Then,  $I1$  The sense becomes reverse and the output of amplifier 23 is Cosc about constant current  $I1 = -I2$ . Since it passes, the output voltage of amplifier 23 will rise at a fixed rate in time conversely.

[0064] It is R2 when the output of a comparator 22 is L level. One side becomes ground potential and it is R2. While I will accept it, it connects with the non-inversed input terminal of a

comparator 22, and is R1 further. It becomes the form which leads and is connected to the output of amplifier 23. Then, it is the output voltage and ground potential of amplifier 23 R1 R2 Since the electrical potential difference pressured partially is impressed to the non-inversed input terminal of a comparator 22, according to the output voltage of amplifier 23 rising, the electrical potential difference of the non-inversed input terminal of a comparator 22 will also continue rising.

[0065] The output voltage of a comparator 22 is Q7 in the condition of L level. It turns off and is Q5 and Q6. The Cilento Miller circuit will be constituted and a current equal to the current Iin which flows in from a control voltage terminal will be passed from the inversed input terminal of amplifier 23 to a gland. For this Iin, Vin is Vmin. It is set up so that it may sometimes become zero, and it is  $Vin = Vmin$ . In a case, it is  $-I1 = I2$  to Cosc. A current will flow.

[0066] Then, it is R1 connected to the output of amplifier 23 since the output voltage of amplifier 23 rose at a fixed rate in time when the output of a comparator 22 was L level. R2 The electrical potential difference of the non-inversed input terminal of the comparator 22 by which led and the partial pressure was carried out to the gland also rises. Then, the output voltage of amplifier 23 is VH. It is R1 so that the electrical potential difference of the non-inversed input terminal of a comparator 22 may become equal to the reference voltage Vref2 connected with the inversed input terminal, when set to [V]. R2 It has set up and the output voltage of a comparator 22 will return to H level.

[0067] From the output of amplifier 23, it is a chopping sea fVCO as mentioned above. It is outputted and is a square wave fCLK from the output of a comparator 22. It will be outputted. The voltage waveform which VCO15 outputs to drawing 7 is shown. control voltage Vin -- Vmin it is -- a case -- drawing 7 (a) -- chopping sea fvco an output voltage wave -- becoming -- drawing 7 (b) -- square wave fCLK It becomes an output voltage wave. Drawing 7 (c) is a square wave fCLK in the frequency divider 8 of a booster circuit 4. It is the electrical-potential-difference wave form chart which dividing was carried out and was set to Vg1. In addition, a frequency divider 8 is fCLK. The thing of the format reversed to the timing of a standup is assumed. On the other hand, when the output of a comparator 22 is L level, it is Q5 and Q6. In order to pass Iin which is proportional to control voltage Vin from the inversed input terminal of amplifier 23 in a gland by current Miller circuit, the output of amplifier 23 will pass the current of  $I2 = -I1 + Iin$ . Then, it is I2 by control voltage Vin. Since it increases, it is Cosc. The current to charge will increase and the rate that the output voltage of amplifier 23 rises to unit time amount becomes large. Then, it is the triangle fVCO as the time amount of a standup wave of a chopping sea becomes short and control voltage Vin becomes large. A period becomes short. It is fCLK simultaneously. It is the chopping sea fVCO of a frequency and square wave fCLK to which VCO15 is proportional to input voltage Vin since the period also became short. It can output.

[0068] control voltage Vin -- high electrical potential difference Vmax inputting -- a frequency -- fVCO in the condition of having become high It is shown in drawing 7 (d). Furthermore, it is a square wave fCLK in a booster circuit 4 to fCLK and drawing 7 (f) in drawing 7 (e). The electrical-potential-difference wave form chart which carried out dividing and was set to Vg1 is shown, respectively. If control voltage becomes high like drawing 7 (d), it is a chopping sea fVCO. It turns out that a standup wave becomes sudden and the frequency is high.

[0069] Moreover, chopping sea fVCO of the twice as many frequency which VCO15 generates in drawing 1 as this It is inputted also into the comparator 16 of the driver voltage control circuit 5. A rectifier circuit 17 inputs the primary-voltage wave of a piezoelectric transformer 1, rectifies, and is the rectification electrical potential difference VC about this. It inputs into a

comparator 16, after changing.

[0070] It is a chopping sea fVCO, the rectification electrical potential difference VC, and Q3 to the timing chart of drawing 8. Gate voltage Vg3 and Q1 and Q2 It is Q1 and Q2 to gate voltage Vg1 and Vg2 and a pan. The drain electrical potential differences Vd1 and Vd2 and the coil currents iL1 and iL2 are shown. The graphs of drawing 8 (a) are two signals fVCO inputted into a comparator 16. VC It is shown, drawing 8 (b) shows the output signal of a comparator 16, and it is a transistor Q3. It becomes a gating waveform Vg3. Q3 It is Q3 when Vg3 is L level, since it consists of P channel transistors. It is turned on and is Q3 at the time of H level. It is turned off.

[0071] When the direct-current input voltage VDD is the minimum electrical potential difference, it is the rectification electrical potential difference VC. Chopping sea fVCO It sets up so that it may become almost equal to the wave-like minimum electrical potential difference. If input voltage is raised in this condition, it is the rectification electrical potential difference VC. It goes up and is a chopping sea fVCO. It will enter in the amplitude. This condition is shown in drawing 8 (a).

[0072] Chopping sea fVCO An electrical potential difference is the rectification electrical potential difference VC. t1 -t2 of large time amount The output signal Vg3 of a comparator 16 is set to L level in between. Since the electrical potential difference of Vg1 is H level in drawing 8 (c) at this time, it is Q1. Since it is turned on, it is a coil L1. A current begins to flow. It is shown in drawing 9 (a) by making this into an equal circuit. Coil L1 The flowing current is  $i(t) = VDDxt/L1$ . It is expressed and becomes large in proportion to the direct-current input voltage VDD and time amount t.

[0073] Next, fVCO A chopping sea is the rectification electrical potential difference VC. Time amount t2 -t4 which becomes small Since Vg3 is set to H level in between, it is Q3. It is turned off and is L1. Although separated from a power source, the current supplied from a gland through diode 18 flows, and the current of iL1 is t2 like drawing 8 (g). The current of an as continues flowing. The equal circuit at this time is shown in drawing 9 (b). Diode 18 is a coil L1. Current i (t) which operates as a circuit holding a current and is flowing in the coil L1 is t2. In order to hold a value, it is a gland, diode, L1, and Q1. It will lead and will continue flowing.

[0074] t4 -t5 In between, it is a chopping sea fVCO. An electrical potential difference is the rectification electrical potential difference VC. It becomes large and is Q3. Since it is turned on, it is a coil L1. A current increases in proportion to time amount again, and is t5. It sets and becomes the current value of Ipeak. An equal circuit serves as drawing 9 (c) similarly.

[0075] Next, t5 -t6 At time amount, it is Q1. Since it is turned off, it will be in the condition of drawing 9 (d), and it is Q1. A drain electrical potential difference is a coil L1. It resonates with the input equivalent capacity Cd1 of a piezoelectric transformer 1, and becomes the wave of the sinusoidal voltage Vd1 of a half wave like drawing 8 (e).

[0076] t6 -t7 \*\*\*\* -- chopping sea fVCO an electrical potential difference -- rectification electrical potential difference VC although Q3 is turned off since it becomes small -- drawing 9 (e) -- like -- coil L1 from -- the current emitted -- diode 18 -- letting it pass -- flowing -- Q1 The peak voltage of a drain electrical potential difference will be about 3 times the direct-current input voltage VDD.

[0077] t7 -t8 At time amount, it is Q3. Although turned on again, it is a coil L1. A current iL1 is t8 by the equivalent resistance by the load connected to the piezoelectric transformer like drawing 8 (g). It becomes zero and is t1 -t5. Actuation which emits the charged current energy is performed.

[0078] Furthermore, when the direct-current input voltage VDD rises, it is the rectification

electrical potential difference VC. It increases, the off period of Vg3 increases, and it is a coil L1 and L2. The period which charges a current becomes short. Then, if input voltage VDD changes with the above configurations, it is a chopping sea fVCO. Receiving rectification electrical potential difference VC It changes a lot and is Q3. When a duty ratio changes, the peak current charged by the coil is controlled uniformly and the driver voltage of a piezoelectric transformer 1 is controlled by the predetermined value.

[0079] As mentioned above, since the peak voltage of the driver voltages Vd1 and Vd2 of a piezoelectric transformer 1 is not changed with the direct-current input voltage VDD, the frequency control circuit 3 of drawing 1 generates the drive frequency from which the alternating current I0 [mAmps] (or output voltage V0 [Vrms]) which flows for a load 2 becomes a predetermined value. About this control, it is the same as drawing 10 of the conventional technique. By work of the driver voltage control circuit 5, since the driver voltage of a piezoelectric transformer 1 is not changed with the direct-current input voltage VDD, the pressure-up ratio of a piezoelectric transformer 1 is fixed, and ends, and it will be in the condition of operating with fixed direct-current input voltage equivalent.

[0080] Therefore, since the frequency control circuit 3 controls the pressure-up ratio of a piezoelectric transformer 1 so that the alternating current I0 [mAmps] (or output voltage V0 [Vrms]) which flows for a load 2 becomes a predetermined value, drive frequency will be uniformly controlled, even if the direct-current input voltage VDD changes.

[0081] Moreover, the modulated light circuit 6 consists of the chopping sea oscillators 19 and comparators 20 which oscillate the frequency of a low period (for example, 210Hz) comparatively, and it is inputting a modulated light electrical potential difference from the exterior, and it is the circuit used like the back light which used the cold cathode tube for the load when modulated light is required, and it outputs [ compares the output wave of the chopping sea oscillator 19 by the comparator 20, and ] the pulse signal by which adjustable was carried out in duty.

[0082] This signal is connected to the frequency-control circuit 3 and the driver voltage control circuit 5, and the period of H level is Q3. It serves to make the output voltage of an integrating circuit 13 hold so that the drive frequency of VCO15 may not change at the same time it makes it turn off and stops the driver voltage of a piezoelectric transformer 1.

[0083] other examples of this invention by second example drawing 2 -- a coil L1 and L2 electromagnetism -- a transformer T1 and T2 Except the replaced point, it is an inverter equivalent to drawing 1 . Q1 and Q2 the generated voltage resonance wave -- Vd1, Vd 2T1, and T2 the pressure-up ratio which is impressed by the piezoelectric transformer as electrical potential differences Vs1 and Vs2 proportional to an N+1 time as many winding ratio as this, and ran short with the piezoelectric transformer 1 with the secondary coil -- electromagnetism -- a transformer T1 and T2 Since it is suppliable, there is the description which can be operated on a lower electrical potential difference.

[0084] Next, as other examples by this invention, the case where a booster circuit 4 is constituted from a converter of the voltage resonance mold of 1 transistor mold is explained. Drawing 3 is the block diagram of the inverter by this example, and drawing 4 (a) and (b) are [ this gate voltage waveform drawing and drawing 4 (d) of the detailed circuit diagram of a booster circuit 4 and drawing 4 (c) ] drain electrical-potential-difference wave form charts. Since it is equivalent to what is depended on the aforementioned invention about actuation of whole drawing 3 , actuation of a booster circuit 4 is explained.

[0085] It is one coil L1 like [ in this booster circuit 4 ] drawing 4 (a). It is used and is Q1. It

switches and is L1. It is what makes a voltage resonance wave from the input equivalent capacity of a piezoelectric transformer 1, and drives a piezoelectric transformer by the sine wave of a half wave. Q1 Driver voltage Vg1 uses the pulse by which dividing was carried out to drive frequency in 2 phase actuation circuits 9. L1 t6 [ in / by doubling the input capacitance of a piezoelectric transformer / drawing 4 (d) ] It is Q1 at the timing from which the drain electrical potential difference Vg1 turned into a cello electrical potential difference to time amount. It is made to turn on and is a coil L1. The current inputted is equally controlled with having mentioned above by the driver voltage control circuit 5. Then, it is L1 also in extensive input voltage range. Since the current peak charged is controlled by the predetermined value, there is no fluctuation of effectiveness like the circuit of drawing 1 and drawing 2, and it can operate. [0086] the same -- drawing 4 (b) -- electromagnetism -- transformer T1 It is used, pressure up of Vd1 is carried out to one times the electrical potential difference of winding ratio N, the piezoelectric transformer 1 is driven, and the pressure-up ratio of a piezoelectric transformer 1 can be compensated. this performs null voltage switching (ZVS) like drawing 4 (a) -- as -- electromagnetism -- transformer T1 Primary and a secondary inductance are set up. Although effectiveness falls a little with the gestalt of operation of this drawing 3 and drawing 4 since a piezoelectric transformer 1 is driven by the sine wave of the half wave containing harmonic content, there is the description which can reduce a circuit element.

[0087] Although the gestalt of operation by the above this invention explained as an inverter which impresses the secondary output of a piezoelectric transformer 1 to a load with an alternating current, when making it operate as a DC to DC converter, even if it puts in a rectifier circuit between the secondary electrodes and loads 2 of a piezoelectric transformer 1, circuit actuation's not changing is clear. Moreover, if alternating voltage V0 [Vrms] is inputted into a rectifier circuit 11, you can make it operate as an inverter of a constant-voltage output, in controlling the alternating voltage V0 [Vrms] outputted to a load to constant value.

[0088] each example of aforementioned drawing 1 , drawing 2 , and drawing 3 -- drawing 5 (a) -- like -- diode 18 -- using -- transistor Q3 the case where it turns off -- a coil L1 and L2 electromagnetism -- a transformer T1 and T2 Although the example constituted so that the flowing current might be made to hold explained It is Q3 like drawing 5 (b). Transistor Q4 grounded to a gland when turned off You may make it the configuration which uses and holds a coil current. In this case, Q3 A penetration current flows and twists in between, the penetration current prevention circuit 24 is used like, and it is Q3. Q4 after turning off thoroughly It is made to turn on and is Q3 and Q4. It is necessary to control so that a transistor is not turned on simultaneously.

[0089]

[Effect of the Invention] Since the alternating voltage which drives a piezoelectric transformer 1 is controlled by the predetermined electrical potential difference according to the piezoelectric transformer actuation circuit of the extensive input voltage range by this invention even if the direct-current input voltage VDD changes with driver voltage control circuits 5 as explained above The drive frequency of a piezoelectric transformer 1 is resonance frequency fr. Since it did not change from the neighborhood, it is effective in satisfying the conditions of zero bolt switching (ZVS) and being able to drive a piezoelectric transformer 1 on the frequency of always high effectiveness, and has checked that input voltage range could operate to stability by 4 or more times.

[0090] Moreover, a coil L1 and L2 Even if the direct-current input voltage VDD turns into the greatest electrical potential difference or electromagnetism -- a transformer T1 and T2 From the

direct-current input voltage VDD being controlled by the same current value as the case where it is the minimum electrical potential difference, the peak value of the current which flows to an upstream coil since the current value which starts magnetic saturation can be set up according to the minimum input voltage value -- a small coil and electromagnetism -- it is possible to use a transformer and it is effective in the actuation circuit suitable for the thinness of a piezoelectric transformer or a miniaturization being realizable.

[0091] Even if the direct-current input voltage VDD moreover changes with driver voltage control circuits 5, it is Q1 and Q2. Since the peak value of a drain electrical potential difference is controlled uniformly and pressure-proofing of a transistor can be lowered, there are improvement in efficiency by reduction of on resistance and effectiveness whose cost reduction is possible.

[0092] It is effective in the ability to drive a piezoelectric transformer 1 in extensive input voltage range also in the still simpler circuit in the actuation circuit by the booster circuit 5 of drawing 3 by this invention, and 1 transistor mold of drawing 4.

[0093] Moreover, since diode 18 can protect release of an inductance when performing burst modulated light as an inverter for back lights, it is Q1 and Q2. A drain electrical potential difference does not turn into high voltage, but the component for high voltage protection (for example, zener diode) becomes unnecessary, and it is effective in the ability to perform cost reduction.

---

## CLAIMS

---

### [Claim(s)]

[Claim 1] The piezoelectric transformer which outputs the alternating voltage inputted from the upstream to secondary using the piezo-electric effect, The first coil and first transistor which were connected to one electrode of the upstream electrode of said piezoelectric transformer, The second coil and second transistor which connected one side to the upstream electrode of another side of said piezoelectric transformer, The pressure-up means which consisted of frequency dividers which drive the second transistor by turns for a start [ these ], The third transistor and current maintenance means which were connected to the power source on another side of said first and the second coil are connected, respectively. By turning on said third transistor and turning off a duty ratio within the ON time amount of said first or the second transistor, by the signal which carried out adjustable So that the drive frequency of the driver voltage control means which controls the driver voltage of said piezoelectric transformer on a predetermined electrical potential difference, and the said first and the second transistor may be changed and the predetermined output current or output voltage may be obtained from the secondary electrode of said piezoelectric transformer The piezoelectric transformer actuation circuit characterized by consisting of frequency control means to control the pressure-up ratio of said piezoelectric transformer.

[Claim 2] The piezoelectric transformer actuation circuit according to claim 1 characterized by constituting said current maintenance means by diode.

[Claim 3] The piezoelectric transformer actuation circuit according to claim 1 characterized by for said current maintenance means being constituted by the transistor and switching to said the third transistor and exclusion target.

[Claim 4] The piezoelectric transformer actuation circuit according to claim 1 characterized by carrying out adjustable [ of the actual value of the alternating current supplied to the load which

was made to stop the input voltage of said piezoelectric transformer, and was connected to said piezoelectric transformer by turning off the third transistor in time sharing, or alternating voltage ].

[Claim 5] The piezoelectric transformer which outputs the alternating voltage inputted from the upstream to secondary using the piezo-electric effect, The first autotransformer which connected the secondary terminal to one electrode of the upstream electrode of said piezoelectric transformer, and connected the medium terminal to the first transistor, The second autotransformer which connected the secondary terminal to the upstream electrode of another side of said piezoelectric transformer, and connected the medium terminal to the second transistor, The pressure-up means which consisted of frequency dividers which drive the second transistor by turns for a start [ these ], The third transistor and current maintenance means which were connected to the power source are connected to the upstream terminal of said first and the second autotransformer, respectively. The driver voltage control means which controls the driver voltage of said piezoelectric transformer on a predetermined electrical potential difference by turning on said third transistor and turning off a duty ratio within the ON time amount of said first or the second transistor by the signal which carried out adjustable, The piezoelectric transformer actuation circuit characterized by consisting of frequency control means to control the pressure-up ratio of said piezoelectric transformer so that the drive frequency of said first and the second transistor may be changed and the predetermined output current or output voltage may be obtained from the secondary electrode of said piezoelectric transformer.

[Claim 6] The piezoelectric transformer actuation circuit according to claim 5 characterized by constituting said current maintenance means by diode.

[Claim 7] The piezoelectric transformer actuation circuit according to claim 5 characterized by for said current maintenance means being constituted by the transistor and switching to said the third transistor and exclusion target.

[Claim 8] The piezoelectric transformer actuation circuit according to claim 5 characterized by carrying out adjustable [ of the actual value of the alternating current supplied to the load which was made to stop the input voltage of said piezoelectric transformer, and was connected to said piezoelectric transformer by turning off the third transistor in time sharing, or alternating voltage ].

[Claim 9] The piezoelectric transformer which outputs the alternating voltage inputted from the upstream to secondary using the piezo-electric effect, A pressure-up means with the coil which turns on the first transistor within 1 actuation period of said piezoelectric transformer, inputs current energy from a power source, turns off said first transistor, and is outputted to said piezoelectric transformer upstream as electrical-potential-difference energy, Within the time amount which said first transistor which has the current maintenance means and the second transistor which were connected to another side of said coil, and was connected to one side of said coil into 1 actuation period of said piezoelectric transformer turns on The driver voltage control means which the duty ratio to which a current maintenance means to hold the current which turns on and turns off said second transistor and flows in said coil operates is changed, and controls the driver voltage of said piezoelectric transformer on a predetermined electrical potential difference, The piezoelectric transformer actuation circuit characterized by including a frequency control means to control the pressure-up ratio of said piezoelectric transformer so that the drive frequency of said pressure-up means may be changed and the predetermined output current or output voltage may be obtained from the secondary electrode of said piezoelectric transformer.

[Claim 10] The piezoelectric transformer actuation circuit according to claim 9 characterized by impressing the electrical potential difference which carried out pressure up from said coil to said piezoelectric transformer with the secondary coil magnetically combined with said coil.

[Claim 11] The piezoelectric transformer actuation circuit according to claim 9 or 10 characterized by constituting said current maintenance means by diode.

[Claim 12] The piezoelectric transformer actuation circuit according to claim 9 or 10 characterized by for said current maintenance means being constituted by the third transistor, and switching to said the second transistor and exclusion target.

[Claim 13] The piezoelectric transformer actuation circuit according to claim 9 or 10 characterized by carrying out adjustable [ of the alternating voltage supplied to the load which was made to stop the input voltage of said piezoelectric transformer, and was connected to the piezoelectric transformer by turning off said second transistor in time sharing, or the actual value of alternating current ].